

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2005 年 9 月 15 日 (15.09.2005)

PCT

(10) 国際公開番号  
WO 2005/086402 A1

(51) 国際特許分類: H04J 15/00,  
H04B 1/10, 7/26, H04J 13/04  
(21) 国際出願番号: PCT/JP2005/003774  
(22) 国際出願日: 2005 年 3 月 4 日 (04.03.2005)  
(25) 国際出願の言語: 日本語  
(26) 国際公開の言語: 日本語  
(30) 優先権データ:  
特願2004-063197 2004 年 3 月 5 日 (05.03.2004) JP  
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 株  
式会社 エヌ・ティ・ティ・ドコモ (NTT DoCoMo,

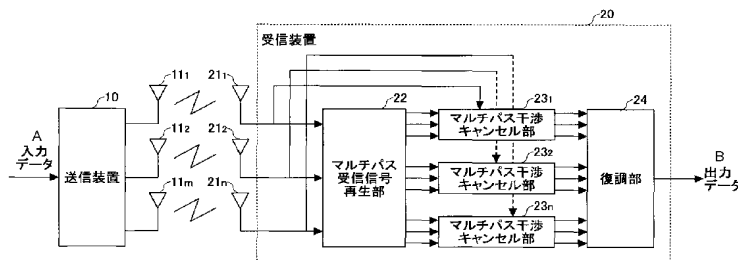
Inc.) [JP/JP]; 〒1006150 東京都千代田区永田町 2 丁目  
1 1 番 1 号 Tokyo (JP). 日本電気株式会社 (NEC COR-  
PORATION) [JP/JP]; 〒1088001 東京都港区芝五丁目  
7 番 1 号 Tokyo (JP).

(72) 発明者; および  
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 川本 潤一郎  
(KAWAMOTO, Junichiro) [JP/JP]; 〒1006150 東京都  
千代田区永田町 2 丁目 1 1 番 1 号 山王パークタワー  
株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ 知的財産部内  
Tokyo (JP). 前田 規行 (MAEDA, Noriyuki) [JP/JP]; 〒  
1006150 東京都千代田区永田町 2 丁目 1 1 番 1 号 山  
王パークタワー 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ  
知的財産部内 Tokyo (JP). 樋口 健一 (HIGUCHI,  
Kenichi) [JP/JP]; 〒1006150 東京都千代田区永田町

[続葉有]

(54) Title: RECEIVER APPARATUS, RECEIVING METHOD, AND WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

(54) 発明の名称: 受信装置、受信方法、および無線通信システム



A... INPUTTED DATA  
10... TRANSMITTER APPARATUS  
20... RECEIVER APPARATUS  
22... MULTIPATH RECEPTION SIGNAL REPRODUCING PART  
23<sub>1</sub>... MULTIPATH INTERFERENCE CANCELING PART  
23<sub>2</sub>... MULTIPATH INTERFERENCE CANCELING PART  
23<sub>n</sub>... MULTIPATH INTERFERENCE CANCELING PART  
24... DEMODULATING PART  
B... OUTPUTTED DATA

(57) Abstract: A receiver apparatus that uses CDMA system to receive signals and that uses N reception antennas (where N is a positive integer) to receive signals transmitted from M transmission antennas (where M is a positive integer). The receiver apparatus comprises multipath reception signal reproducing means that performs a primary demodulation of the reception signals received via the respective reception antennas to estimate the transmission signals from the respective transmission antennas and that reproduces, based on such estimation results, the reception signals of the paths of the respective reception antennas in the multipath environment; multipath interference canceling means that subtracts, from the reception signals received via the reception antennas, the reproduced reception signals of the paths which are other than a path of interest; and demodulating means that uses the signal as obtained by that subtraction to perform a secondary demodulation.

(57) 要約: CDMA方式を用いて信号の受信を行う受信装置に、M本 (Mは、正の整数) の送信アンテナから送信された送信信号を、N本 (Nは、正の整数) の受信アンテナにより受信する受信装置であって、各受信アンテナで受信した受信信号を1次復調して各送信アンテナからの送信信号を推定し、推定結果に基づいてマルチパス環境における受信アンテナ毎の各パスの受信信号を再生するマルチパス受信信号再生手段と、前記各受信アンテナで受信した受信信号から着目

[続葉有]

WO 2005/086402 A1



2丁目11番1号山王パークタワー株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ 知的財産部内 Tokyo (JP). 佐和橋衛 (SAWAHASHI, Mamoru) [JP/JP]; 〒1006150 東京都千代田区永田町2丁目11番1号山王パークタワー株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ 知的財産部内 Tokyo (JP). 吉田 尚正 (YOSHIDA, Shousei) [JP/JP]; 〒1088001 東京都港区芝五丁目7番1号日本電気株式会社内 Tokyo (JP). 木全 昌幸 (KIMATA, Masayuki) [JP/JP]; 〒1088001 東京都港区芝五丁目7番1号日本電気株式会社内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 伊東 忠彦 (ITO, Tadahiko); 〒1506032 東京都渋谷区恵比寿4丁目20番3号恵比寿ガーデンプレイスタワー32階 Tokyo (JP).

(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS,

LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:  
— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

## 明 細 書

受信装置、受信方法、および無線通信システム

技術分野

[0001] 本発明は、複数アンテナを用いて信号の復調(信号分離)を行う受信装置、受信方法、および無線通信システムに関する。

背景技術

[0002] 第4世代移動体通信の無線通信方式においては、高速の伝送速度を実現することが重要である。かかる観点から、複数の送受信アンテナを用いて信号伝送を行うMIMO (Multi-Input Multi-Output、複数入出力)チャネルを用いた信号伝送法において、各送信アンテナより異なる信号を同一時刻、同一周波数を用いて送信するMIMO多重法(MIMO Multiplexing)の技術が注目されている。

[0003] 図14は、MIMO多重法を説明するための図であり、複数のアンテナを用いたMIMO通信システムの構成を示す図である。このシステムによれば、送信側の複数のアンテナ $1011_1 \sim 1011_N$ から各々異なった信号を同じ周波数を用いて送り、受信側においても複数のアンテナ $1021_1 \sim 1021_N$ を用いてそれら全てを同時に受信することにより、伝送帯域を増やさずに、送信アンテナ数に比例した伝送速度の高速化が可能である(例えば、非特許文献1参照)。

[0004] また、MIMOと総称される技術の1つにBLAST(Bell Labs Layered Space-Time)がある。BLASTは、異なる情報を複数の送信アンテナから同一周波数において同時に並列伝送し、受信側において干渉抑圧で制御されたダイバーシチ受信とレプリカ減算によって信号分離を行う方式である(例えば、非特許文献1参照)。

[0005] 上記の通り、MIMO多重法では高速の伝送速度を実現することが可能であるが、複数送信アンテナから異なるデータ系列が同一の周波数帯域、時間スロットで送信されるため、受信装置では受信信号から各送信アンテナから送信された送信信号系列を抽出する信号分離が復調のために必要となる。

[0006] MIMO多重における信号分離法については種々の方法が提案されている。例えば、最小平均自乗誤差法(MMSE)やZF(Zero Forcing)等の線形フィルタを用いた

信号分離アルゴリズムは、送信アンテナ数と同じかそれよりも多い数の受信アンテナで受信した複数の受信信号を、着目する送信アンテナ以外の送信アンテナからの受信信号電力を抑圧するように合成する方法であり、受信側の演算量は比較的少なくてすむといった特徴がある。

[0007] また、最尤検出法(MLD)を用いた信号分離アルゴリズムは、各送信アンテナからの受信信号のレプリカ候補を生成し、受信信号と全送信アンテナからの受信信号のレプリカ候補の和とのユークリッド距離が最小になる受信信号レプリカを求めることで、最も確からしい各送信アンテナの送信信号系列を推定する方法であり、上記したMMSEに比較して、信号分離精度が高く、復調性能は優れるが、信号分離に要する演算量はアンテナ数に比例して指数的に増加するといった欠点がある。そこで、MLDにおける演算量を低減するために、QR分解を利用してMLDにおける2乗ユークリッド距離を計算する信号点候補を大幅に削減する方法が提案されている(例えば、非特許文献2参照)。

[0008] ところで、直接拡散(DS)CDMAは従来の情報データ変調信号を高速レートの拡散符号で拡散する2次変調を行って伝送することで複数の通信者が同一の周波数帯を用いて通信を行う方式であり、DS-CDMAを用いた無線通信では、信号伝送帯域幅の広帯域化により、マルチパスフェージング(周波数選択性フェージング)が生じ、送信信号は互いに伝搬遅延時間の異なる複数のマルチパスに分離されて受信される。

[0009] DS-CDMAでの受信では、この複数のパスを合成するRake受信により受信品質を改善することができるが、異なるパス間には干渉(以下、マルチパス干渉という)が生じるため、Rake受信による受信品質改善がオフセットされる。

[0010] 上記マルチパス干渉は、拡散符号を乗算するスピードであるチップレートと情報シンボルのシンボルレートの比で定義される拡散率の逆数に大きさが比例する。このため、情報ビットレートを増大するために拡散率を1に近づけると、Rake受信効果よりもマルチパス干渉による受信品質の劣化のほうが支配的になり、高速データ伝送時に受信特性が劣化するという問題があった。そこで、このような問題を解決するために、マルチパス干渉キャンセラが提案されている(例えば、非特許文献3参照)。

[0011] このマルチパス干渉キャンセラは、非特許文献3に記載されているように、仮のRake受信結果で推定された送信信号系列と各受信パスのチャネル係数(伝搬路の複素包絡線)を基にパス毎の受信信号系列を推定し、受信信号からあるパス以外の全ての推定した受信信号系列を差し引くことを、パス数分繰り返すことで得られるマルチパス干渉を低減したパス毎の受信信号を用いて最終的なRake受信を行うことにより、マルチパス環境下での高品質受信を実現している。

[0012] また、DS-CDMAを用いた無線通信におけるMIMO多重でのマルチパス干渉の影響を低減する信号分離法として、他の送信アンテナからの受信信号により生じる干渉の抑圧とマルチパス干渉の抑圧を同時に行う2次元MMSEも提案されている。

非特許文献1:G. J. Foschini, Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multiple Antennas, Bell Labs Technical Journal, Vol. 1, No. 2, autumn 1996, pp 41-59.

非特許文献2:Bin Dong, Xiaodong Wang, and Amaud Doucet, "Sampling-based Near-optimal MIMO demodulation Algorithms," in Proc. 42nd IEEE Conference on Decision and Control, Hawaii, Dec.2003.

非特許文献3:K. Higuchi, A. Fujiwara, and M. Sawahashi, "Multipath Interference Canceller for High-Speed Packet Transmission With Adaptive Modulation and Coding Scheme in W-CDMA Forward Link, " IEEE J.Select. Areas Commun., Vol.20, No.2, pp.419-432, February 2002.

非特許文献4:Frederik Petre et. Al, " Combined Space-Time Chip Equalization And Parallel Interference Cancellation For DS-CDMA Downlink With Spatial Multiplexing," in Proc. IEEE PIMRC2002.

## 発明の開示

### 発明が解決しようとする課題

[0013] ここで、DS-CDMAを用いた無線通信に情報ビットレート的高速化のために、上記したMIMO多重法を適用することを考えると、まず1送信アンテナあたりの情報ビットレートを増大するために拡散率を小さくしなければならない。この場合、図15に示すように、同一の受信タイミングのパス同士の送信アンテナ間の相互干渉(同図(a)参

照)に加えて、全送信アンテナの異なる受信タイミングのマルチパスからのマルチパス干渉(同図(b)、(c)参照)が生じる。このため、受信側での信号分離の精度は、先に述べた1アンテナ送信時のRake受信と同様に、マルチパス干渉の影響で大きく劣化すると考えられる。

[0014] 先に提案されたマルチパス干渉キャンセラでは、1アンテナからのみ信号が送信される場合の構成であり、MIMO多重時に適用しても、Rake受信では高精度な送信信号系列の推定ができない。

[0015] また、図15から明らかなように、MIMO多重時におけるマルチパス干渉は同一送信アンテナからの干渉だけでなく、異なる送信アンテナからの受信信号からも生じるため、高精度な受信のためには、これらのマルチパス干渉も抑圧する必要がある。

[0016] しかしながら、上記したMMSEは原理的にMLDに比較して信号分離精度が悪く、受信側で最適な性能が得られない。また、2次元MMSEにおいては、他の送信アンテナからの受信信号により生じる干渉の抑圧に加えて、マルチパス干渉も抑圧するようにフィルタ係数が制御されるため、信号分離精度の劣化がさらに大きくなるといった問題があった。

[0017] 本発明は、上記のような問題点に鑑みてなされたもので、その課題とするところは、マルチパス干渉による受信特性の劣化を抑圧して高精度な信号分離を実現することのできる受信装置、受信方法、および無線通信システムを提供することである。

#### 課題を解決するための手段

[0018] 本発明は、CDMA方式を用いて信号の受信を行う受信装置において、M本(Mは、正の整数)の送信アンテナから送信された送信信号を、N本(Nは、正の整数)の受信アンテナにより受信しているであって、各受信アンテナで受信した受信信号を1次復調して各送信アンテナからの送信信号を推定し、推定結果に基づいてマルチパス環境における受信アンテナ毎の各パスの受信信号を再生するマルチパス受信信号再生手段と、前記各受信アンテナで受信した受信信号から着目するパス以外のパスの前記再生受信信号を減じるマルチパス干渉キャンセル手段と、前記減じた信号を用いて2次復調を行う復調手段と、を備えることを特徴の1つとしている。

[0019] また、前記受信装置であって、前記マルチパス受信信号再生手段は、前記1次復

調を、最小平均自乗誤差法 (MMSE: Minimum Mean Square Error) を用いて実行することを特徴としている。

[0020] また、前記受信装置であって、前記マルチパス受信信号再生手段は、前記1次復調を、最尤検出法 (MLD: Maximum Likelihood Detention) を用いて実行することを特徴としている。

[0021] また、前記受信装置であって、前記マルチパス受信信号再生手段は、QR分解を利用した最尤検出法を用いて複数パスを一括して前記1次復調を実行することを特徴としている。

[0022] また、前記受信装置であって、前記マルチパス受信信号再生手段は、QR分解を利用した最尤検出法を用いてパス毎に前記1次復調を実行することを特徴としている。

[0023] また、前記受信装置であって、前記マルチパス受信信号再生手段は、上記の方法を用いて推定される送信シンボル系列の確からしさに基づいて、受信信号の振幅を制御することを特徴としている。

[0024] また、前記受信装置であって、前記マルチパス受信信号再生手段は、前記M本の送信アンテナから送信される既知のパイロット信号を用いてチャネル係数を推定することを特徴としている。

[0025] また、前記受信装置であって、所定数の前記マルチパス受信信号再生手段及び前記マルチパス干渉キャンセル手段を多段接続することを特徴としている。

[0026] また、前記受信装置であって、前記マルチパス受信信号再生手段が多段接続される場合に、各段において、前記マルチパス干渉キャンセル手段により減じられた信号を用いて、前記M本の送信アンテナから送信される既知のパイロット信号に基づいて推定されるチャネル係数推定値の更新を行うことを特徴としている。

[0027] また、前記受信装置であって、前記復調手段は、最尤検出法を用いて2次復調を行うことを特徴としている。

[0028] また、前記受信装置であって、前記復調手段は、QR分解を利用した最尤検出法を用いて複数パスを一括して2次復調を行うことを特徴としている。

[0029] また、前記受信装置であって、前記復調手段は、QR分解を利用した最尤検出法を

用いてパス毎に2次復調を行うことを特徴としている。

- [0030] また、前記受信装置であって、前記M本の送信アンテナから符号多重された送信信号が送信されたときに、前記マルチパス受信信号再生手段は、各受信アンテナで受信した受信信号を1次復調して拡散符号毎に受信アンテナ毎の各パスの受信信号を再生し、前記マルチパス干渉キャンセル手段は、前記各受信アンテナで受信した受信信号から着目するパス以外のパスの全ての拡散符号に対応する前記再生受信信号を減じた信号を生成し、前記復調手段は、前記減じた信号を用いて拡散符号毎に2次復調を行うことを特徴としている。

### 発明の効果

- [0031] 本発明の実施例によれば、CDMA方式を用いて複数の送信アンテナから異なるデータを同時送信したときに、マルチパス干渉を低減し、異なる送信アンテナから送信された信号の高精度な分離を実現することができる。その結果、マルチパスフェージング環境における、受信品質を大幅に向上させることができる。

### 図面の簡単な説明

- [0032] [図1]本発明の実施の形態に係る受信装置を含んで構成される無線通信システム1を示す図である。
- [図2]マルチパス受信信号再生部の第1の実施形態を示す構成図である。
- [図3]マルチパス受信信号再生部の第2の実施形態を示す構成図である。
- [図4]マルチパス受信信号再生部の第3の実施形態を示す構成図である。
- [図5]マルチパス受信信号再生部の第4の実施形態を示す構成図である。
- [図6]チャネル係数推定部の構成を示す図である。
- [図7A]送信装置より送信される送信信号のフレーム構成を示す図である。
- [図7B]送信装置より送信される送信信号のフレーム構成を示す図である。
- [図8]本発明の実施形態に係る受信装置の第2の実施形態を示す構成図である。
- [図9]本発明の実施形態に係る復調部の第1の実施形態を示す構成図である。
- [図10]本発明の実施形態に係る復調部の第2の実施形態を示す構成図である。
- [図11]本発明の実施形態に係る復調部の第3の実施形態を示す構成図である。
- [図12]本発明の実施形態に係る受信装置の第3の実施形態を示す構成図である。



[図13]本発明についての計算機シミュレーションの結果を示す図である。

[図14]複数のアンテナを用いたMIMO通信システムの構成を示す図である。

[図15]DS-CDMAにおけるMIMO多重では、マルチパス干渉の影響で復調(信号分離)の精度が劣化することを説明するための図である。

## 符号の説明

[0033] 1 無線通信システム

10, 1010 送信装置

11<sub>1</sub> ~ 11<sub>m</sub>, 1011<sub>1</sub> ~ 1011<sub>n</sub> 送信アンテナ

20, 200, 600, 1020 受信装置

21<sub>1</sub> ~ 21<sub>n</sub>, 1021<sub>1</sub> ~ 1021<sub>n</sub> 受信アンテナ

22, 30 ~ 50, 70, 211 ~ 213, 611 ~ 614 マルチパス受信信号再生部

23, 221<sub>1</sub>, 221<sub>2</sub>, 222<sub>1</sub>, 222<sub>2</sub>, 223<sub>1</sub>, 223<sub>2</sub>, 615 ~ 618 マルチパス干渉キャンセル部

24, 300, 400, 500, 621, 622 復調部

31, 41, 51, 71, 100, 311, 411, 511 チャンネル係数推定部

32 線形フィルタ係数計算部

33 線形フィルタリング部

34<sub>1</sub> ~ 34<sub>m</sub>, 42 ~ 45, 52 ~ 55, 72 ~ 75, 312 ~ 315, 412 ~ 415, 512 ~ 515  
逆拡散部

35<sub>1</sub> ~ 35<sub>m</sub> 送信シンボル系列推定部

36<sub>1</sub> ~ 36<sub>m</sub>, 50<sub>1</sub> ~ 50<sub>m</sub>, 62<sub>1</sub> ~ 62<sub>m</sub>, 84<sub>1</sub> ~ 84<sub>m</sub> マルチパス受信信号再生処理部

46, 58, 80, 316, 418, 520 送信シンボル候補生成部

47, 317 受信信号レプリカ生成部

48, 60, 82, 318, 420, 522 尤度計算部

49<sub>1</sub> ~ 49<sub>m</sub>, 61<sub>1</sub> ~ 61<sub>m</sub>, 83<sub>1</sub> ~ 83<sub>m</sub> 送信シンボル系列推定部

56, 76, 77, 416, 516, 517 QR分解部

57, 78, 79, 417, 518, 519  $Q^H$ 演算部

59, 81, 419, 521 変換信号レプリカ生成部

101～104 相関検出部

111～114 レプリカ信号生成部

319, 421, 523 送信系列推定部

631～634, 641～644 加算器

発明を実施するための最良の形態

[0034] 以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。

[0035] 図1は、本発明の実施の形態に係る受信装置を含んで構成される無線通信システム1を示す図である。本発明に係る無線通信システム1は、DS-CDMAにおけるMIMOチャネルまたはMISO (Multi-Input Single-Output、複数入力単出力、つまり、受信装置の受信アンテナが1つ)チャネル用いたシステムであり、本実施形態では、MIMOチャネルを用いて信号伝送がなされる場合を例にとり、以下説明する。

[0036] 同図において、この無線通信システム1は、送信装置10と受信装置20が無線通信において接続可能となっている。送信装置10は、入力される送信データビット系列をM本の送信系列にシリアル・パラレル変換し、同一の周波数帯かつ同一の拡散符号を用いてデータ変調を行い、送信信号としてM本の送信アンテナ $11_1 \sim 11_m$ から同時に送信する。このようにして送信された送信信号はマルチパス伝搬路を経てL個のマルチパス受信信号となって受信装置20に具備されるN本の受信アンテナ $21_1 \sim 21_n$ で受信される。受信装置20は、N本の受信アンテナ $21_1 \sim 21_n$ と、マルチパス受信信号再生部22と、N個のマルチパス干渉キャンセル部 $23_1 \sim 23_n$ と、復調部24とを具備して構成される。

[0037] ここで、送信装置10の送信アンテナ $m$ から送信された送信信号を $S_m(t)$ とすると、受信装置20の受信アンテナ $n$ で受信される受信信号 $r_n(t)$ は、次式で表すことができる。

[0038] [数1]

$$r_n(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L h_{m,n,l}(t) \cdot s_m(t - \tau_l)$$

上記式において、 $h_{m,n,l}(t)$ は、送信アンテナ $m$ からの送信信号を受信アンテナ $n$ で受信したときの受信パス $l$ に対するチャネル係数を表し、 $\tau_l$ は受信パス $l$ の伝搬遅延時間を表す。

[0039] 次に、本発明に係る受信装置20の動作を説明する。

[0040] 受信装置20では、 $N$ 本の受信アンテナ $21_1 \sim 21_n$ で受信された受信信号 $r_n(t)$ が、マルチパス受信信号再生部22に入力される。マルチパス受信信号再生部22では、 $N$ 本の受信アンテナ $21_1 \sim 21_n$ で受信された受信信号を基に、仮の信号分離(1次復調という)を行うことで、受信アンテナ $21_1 \sim 21_n$ ごとに各送信アンテナ $11_1 \sim 11_m$ からの受信パス毎の受信信号系列

[0041] [数2]

$$\hat{I}_{m,n,l}(t)$$

を推定して出力する。上記1次復調の方法には、後述する所定のアルゴリズムが用いられる。

[0042] 次に、受信アンテナ $21_1 \sim 21_n$ 数分の各マルチパス干渉キャンセル部 $23_1 \sim 23_n$ では、当該受信アンテナ $21_1 \sim 21_n$ の受信信号と、各送信アンテナ $11_1 \sim 11_m$ からの受信パス毎の受信信号系列を入力とし、受信信号から他のパスの受信信号全てを差し引いたマルチパス干渉キャンセル後の受信信号 $r_{n,1}(t)$ を次式にしたがって演算し、出力する。

[0043] [数3]

$$r_{n,l}(t) = r_n(t) - \sum_{m=1}^M \sum_{l'=1, l' \neq l}^L \hat{I}_{m,n,l'}(t)$$

復調部24は、上記のようにしてマルチパス干渉キャンセル部 $23_1 \sim 23_k$ から出力さ

れる $N \times L$ 個のマルチパス干渉キャンセル後の受信信号 $r_{n,1}(t)$ を入力とし、送信シンボル系列の尤度もしくは、送信シンボル系列によって送信されたビットに対する尤度 $\lambda_i$ を2次復調出力として後続のビタビ復号器、ターボ復号器等の誤り訂正(チャネル)復号器に出力して復号処理を実行させる。

[0044] このように本実施形態によれば、マルチパス受信信号再生部で、1次復調が行われ、送信信号が推定される。そして、その推定された送信信号とチャネル変動値(チャネル係数)とを掛け合わせることでパス毎の受信信号を推定し、マルチパス干渉キャンセル部で、受信信号から着目するパス以外の推定した受信信号が減算される。これにより、復調部では、マルチパス干渉を除去した後の受信信号を用いて復調することが可能となり、高精度に信号分離を行うことができる。

[0045] すなわち、上りリンクにDS-CDMA方式を用い、MIMO多重法を適用した場合であっても、マルチパス干渉に起因した信号分離精度の劣化を回避することができる。

[0046] 図2は、図1に示すマルチパス受信信号再生部の第1の実施形態を示す構成図である。本実施形態では、マルチパス受信信号再生部は、1次復調方法としてMMSEアルゴリズムを用いる。

[0047] 同図において、このマルチパス受信信号再生部30は、チャネル係数推定部31と、線形フィルタ係数計算部32と、線形フィルタリング部33と、M個の逆拡散部 $34_1 \sim 34_m$ と、M個の送信シンボル系列推定部 $35_1 \sim 35_m$ と、M個のマルチパス受信信号再生処理部 $36_1 \sim 36_m$ とから構成される。

[0048] 本実施形態におけるマルチパス受信信号再生部30では、最初に、チャネル係数推定部31において、N本の受信アンテナ $21_1 \sim 21_n$ で受信された受信信号 $r_n(t)$ を入力し、受信アンテナ $21_1 \sim 21_n$ と送信アンテナ $11_1 \sim 11_n$ (図1参照)との間各々の各パスのチャネル係数 $h_{m,n,1}$ が推定される。

[0049] 次に、線形フィルタ係数計算部32において線形フィルタの係数計算、及びその求めた線形フィルタ係数を用いた等化のためのフィルタリング処理が行われる。これらの処理は、時間領域の信号処理で実現する方法と、周波数領域の信号処理で実現する方法とが考えられるが、以下では、周波数領域で信号処理を行う方法について例を挙げて説明する。

[0050] 線形フィルタ係数計算部32では、得られたチャネル係数の推定値

[0051] [数4]

$$\hat{h}_{m,n,l}$$

を用いて、送信アンテナ毎に該送信アンテナの信号の遅延パス成分と他の送信アンテナからの受信信号成分を同時に抑圧する線形フィルタの係数を計算する。具体的には、時間領域でパイロットチャネルを用いて推定したチャネル推定値

[0052] [数5]

$$\hat{h}_{m,n,l}$$

と、各受信パスの遅延時間

[0053] [数6]

$$\hat{\tau}_l$$

を用いて送信アンテナ $11_1 \sim 11_m$ と受信アンテナ $21_1 \sim 21_n$ 間のチャネルのインパルス応答を求める。

[0054] 次に、上記のようにして求められたチャネルのインパルス応答に対して、線形フィルタリングするブロックサイズに相当するチップ数×オーバーサンプリング数分の大きさとなる $N_f$ ポイントのFFTを行うことで、送信アンテナ $11_1 \sim 11_m$ からの送信信号の受信アンテナ $21_1 \sim 21_n$ でのチャネル変動値の周波数成分である

[0055] [数7]

$$h_{nm}^{(f)}$$

を推定し、これより、n行m列の行列表記したチャネル行列

[0056] [数8]

$$\hat{H}^{(f)} = [h_{nm}^{(f)}] (1 \leq n \leq N, 1 \leq m \leq M)$$

の推定値

[0057] [数9]

$$\hat{H}^{(f)}$$

を算出する。そして、このようにして算出された

[0058] [数10]

$$\hat{H}^{(f)}$$

を用いて、FFT後の周波数成分毎に、線形フィルタリング係数を計算する。

[0059] 線形フィルタの係数は、ZF基準あるいはMMSE基準にしたがって求めることができる。

[0060] 例えば、ZF基準の線形フィルタの係数は、次式により求めることができる。

[0061] [数11]

$$W^{(f)} = (\hat{H}^{(f)})^H \{ \hat{H}^{(f)} (\hat{H}^{(f)})^H \}^{-1}$$

また、MMSE基準の線形フィルタの係数は、次式により求めることができる。

[0062] [数12]

$$W^{(f)} = (\hat{H}^{(f)})^H \{ \hat{H}^{(f)} (\hat{H}^{(f)})^H + N^{(f)} I \}^{-1}$$

ここで、

[0063] [数13]

$$N^{(f)} = (n_1^{(f)}, \dots, n_N^{(f)})^T$$

は雑音成分を表す。

[0064] 次に、線形フィルタリング部33では、N<sub>f</sub>ポイントのFFTにより、N系列の受信信号それぞれを周波数領域の受信信号 $Y^{(f)}$ に変換する。その後、周波数領域の受信信号 $Y^{(f)}$ に $W^{(f)}$ を乗算することにより、周波数領域のチャネル変動によるコードチャネル間の直交性の崩れ(時間領域で見たMPII(Multi-Path-Interference))と送信アンテナ間の干渉を同時に等化(抑圧)したM個の送信信号の推定値

[0065] [数14]

$$\tilde{S}^{(f)} = (\tilde{S}_1^{(f)}, \dots, \tilde{S}_M^{(f)})^T$$

を次式にしたがって生成する。

[0066] [数15]

$$\tilde{S}^{(f)} = \begin{bmatrix} \tilde{S}_1^{(f)} \\ \tilde{S}_2^{(f)} \\ \tilde{S}_3^{(f)} \\ \tilde{S}_4^{(f)} \end{bmatrix} = W^{(f)} Y^{(f)} = \begin{bmatrix} W_{1,1}^{(f)} & W_{1,2}^{(f)} & W_{1,3}^{(f)} & W_{1,4}^{(f)} \\ W_{2,1}^{(f)} & W_{2,2}^{(f)} & W_{2,3}^{(f)} & W_{2,4}^{(f)} \\ W_{3,1}^{(f)} & W_{3,2}^{(f)} & W_{3,3}^{(f)} & W_{3,4}^{(f)} \\ W_{4,1}^{(f)} & W_{4,2}^{(f)} & W_{4,3}^{(f)} & W_{4,4}^{(f)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1^{(f)} \\ y_2^{(f)} \\ y_3^{(f)} \\ y_4^{(f)} \end{bmatrix}$$

なお、

[0067] [数16]

$$\tilde{S}^{(f)} = (\tilde{S}_1^{(f)}, \dots, \tilde{S}_M^{(f)})^T$$

はN<sub>f</sub>ポイントのIFFT後に並直列変換することで時間領域の仮の復調信号(1次復調信号)

[0068] [数17]

$$\hat{S}_m$$

毎に再変換される。このようにして得られた送信アンテナ数分の仮の復調系列(1次



復調系列)は、逆拡散部 $34_1 \sim 34_m$ に入力される。逆拡散部 $34_1 \sim 34_m$ では、送信時に用いた拡散符号と同一の拡散符号で上記送信アンテナ数分の仮の復調系列を逆拡散し、逆拡散信号 $z_m$ を送信シンボル系列推定部 $35_1 \sim 35_m$ に出力する。送信シンボル系列推定部 $35_1 \sim 35_m$ では、逆拡散信号 $z_m$ を硬判定もしくは軟判定することにより送信シンボル系列

[0069] [数18]

$$\tilde{d}_m$$

を推定し出力する。

[0070] 例えば、送信シンボル系列推定部 $35_1 \sim 35_m$ において硬判定を行う場合の実施例は以下ようになる。

[0071] ここで、送信シンボル $d_{m,i}$  ( $i$ はシンボル候補番号

[0072] [数19]

$$(1 \leq i \leq C)$$

を表す。なお、 $C$ は送信シンボル点数を表し、QPSKなら $C=4$ 、16QAMなら $C=16$ である)に対して、

[0073] [数20]

$$\min_i |z_m - d_{m,i}|^2$$

となるiより、

[0074] [数21]

$$\tilde{d}_m = d_{m,i}$$

とする。

[0075] また、送信シンボル系列推定部35<sub>1</sub>〜35<sub>m</sub>において軟判定を行う場合の実施例は以下のようになる。

[0076] まず、次式にしたがって、軟判定のビット系列を求める。

[0077] [数22]

$$\hat{u}_{m,i} = \tanh\left(\frac{\hat{\Lambda}_{m,i}}{2}\right)$$

ここで、

[0078] [数23]

$$\hat{\Lambda}_{m,i}$$

は、送信アンテナmのビットiの対数尤度比である。

[0079] [数24]

$$\hat{\Lambda}_{m,i} = \ln \frac{P(b_{m,i} = +1 | z_m)}{P(b_{m,i} = -1 | z_m)} \\ \approx \frac{1}{2\sigma^2(n)} \{(z_m - s_{\min, -1})^2 - (z_m - s_{\min, 1})^2\}$$

上記式において、 $S_{\min, v}$  は、第*i*ビットが“*v*”であるシンボルの集合のなかで、送信信号点 $z_m$ からのユークリッド距離が最小のシンボル候補を表し、 $\sigma^2$ は、雑音電力を表す。

[0080] 軟判定シンボル

[0081] [数25]

$$\tilde{d}_m$$

は、

[0082] [数26]

$$\tilde{u}_{m,i}$$

を用いて以下のように推定される。

[0083] [数27]

$\tilde{d}_m = \tilde{x}_m + j \cdot \tilde{y}_m$ として、

Q P S Kの場合、 $\begin{cases} \tilde{x}_m = \tilde{u}_{m,1} \\ \tilde{y}_m = \tilde{u}_{m,2} \end{cases}$

1 6 Q A Mの場合、 $\begin{cases} \tilde{x}_m = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{m,1} (2 - \tilde{u}_{m,2}) \\ \tilde{y}_m = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{m,3} (2 - \tilde{u}_{m,4}) \end{cases}$

最後に、マルチパス受信信号再生処理部36<sub>1</sub>〜36<sub>m</sub>は、上記のようにして推定された送信シンボル系列

[0084] [数28]

$\tilde{d}_m$

を入力し、次式に基づき、その入力された送信シンボル系列

[0085] [数29]

$\tilde{d}_m$

に拡散符号とチャネル係数を乗算することにより、受信アンテナごとに各送信アンテナからの受信パス毎の受信信号系列

[0086] [数30]

$$\hat{I}_{m,n,l}(t)$$

を次式にしたがって推定して出力する。

[0087] [数31]

$$\hat{I}_{m,n,l}(t) = \hat{h}_{m,n,l}(t) \cdot \tilde{d}_m(t) \cdot c(t - \tau_l)$$

次に、上記マルチパス受信信号再生部の他の実施形態について説明する。

[0088] 図3は、マルチパス受信信号再生部の第2の実施形態を示す構成図である。本実施形態では、マルチパス受信信号再生部は、1次復調方法としてMLDアルゴリズムを用いる。

[0089] 同図において、このマルチパス受信信号再生部40は、チャネル係数推定部41と、 $N \times L$ 個の逆拡散部42〜45と、送信シンボル候補生成部46と、受信信号レプリカ生成部47と、尤度計算部48と、 $M$ 個の送信シンボル系列推定部49<sub>1</sub>〜49<sub>m</sub>と、 $M$ 個のマルチパス受信信号再生処理部50<sub>1</sub>〜50<sub>m</sub>とから構成される。

[0090] 本実施形態におけるマルチパス受信信号再生部40では、最初に、チャネル係数推定部41において、 $N$ 本の受信アンテナ21<sub>1</sub>〜21<sub>n</sub>で受信された受信信号 $r_n(t)$ を入力し、受信アンテナ21<sub>1</sub>〜21<sub>n</sub>と送信アンテナ11<sub>1</sub>〜11<sub>n</sub>との間各々の各パスのチャネル係数 $h_{m,n,l}$ が推定される。

[0091] 次に、 $N \times L$ 個の逆拡散部42〜45により、 $N$ 本の受信アンテナ21<sub>1</sub>〜21<sub>n</sub>で受信された受信信号 $r_n(t)$ を送信時に用いた拡散符号と同一の拡散符号で各パスの受信タイミングで逆拡散し、 $N \times L$ 個の各受信アンテナでの各パスの逆拡散信号 $z_{n,l}$ を求める。

[0092] 送信シンボル候補生成部46は、各送信アンテナに対する送信シンボル $d_{m,i}$  ( $i$ はシ

ンボル候補番号

[0093] [数32]

$$(1 \leq i \leq C)$$

を表し、Cは、送信シンボル点数を表し、例えば、QPSKならC=4、16QAMならC=16である)を生成して出力する。

[0094] 受信信号レプリカ生成部47は、送信シンボル候補生成部46で生成された送信シンボルと、チャネル係数推定部41で推定されたチャネル係数とを入力して受信信号レプリカ

[0095] [数33]

$$\hat{z}_{n,j_1,j_2,\dots,j_M}$$

を次式にしたがって生成して出力する。

[0096] [数34]

$$\hat{z}_{n,j_1,j_2,\dots,j_M} = \hat{h}_{1,n,j} \cdot d_{1,j_1} + \hat{h}_{2,n,j} \cdot d_{2,j_2} + \dots + \hat{h}_{M,n,j} \cdot d_{M,j_M}$$

尤度計算部48は、受信逆拡散信号 $z_{n,1}$ と受信信号レプリカ

[0097] [数35]

$$\hat{z}_{n,i_1,i_2,\dots,i_M}$$

を入力し、次式にしたがって誤差演算を行う。

[0098] [数36]

$$e_{i_1,i_2,\dots,i_M} = \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L |z_{n,l} - \hat{z}_{n,l,i_1,i_2,\dots,i_M}|^2$$

送信シンボル系列推定部49<sub>1</sub>〜49<sub>m</sub>では、各送信アンテナに対応する生成した送信シンボルとそれに対応する誤差信号とを入力し、最小誤差を選択し、当該誤差を与える送信シンボル系列

[0099] [数37]

$$\tilde{d}_m$$

を推定する。この送信シンボル系列推定部49<sub>1</sub>〜49<sub>m</sub>において硬判定を行う場合の実施例は以下ようになる。

[0100] [数38]

$e_{i_1,i_2,\dots,i_M}$  が最小となったときの  $i_1, i_2, \dots, i_M$  より、 $\tilde{d}_m = d_{m,i_m}$  とする。

また、送信シンボル系列推定部49<sub>1</sub>〜49<sub>m</sub>において軟判定を行う場合の実施例は以下のようになる。

[0101] まず、次式にしたがって、軟判定のビット系列を求める。

[0102] [数39]

$$\hat{u}_{m,i} = \tanh\left(\frac{\hat{\Lambda}_{m,i}}{2}\right)$$

ここで、

[0103] [数40]

$$\hat{\Lambda}_{m,i}$$

は、送信アンテナmのビットiの対数尤度比である。

[0104] [数41]

$$\begin{aligned}\hat{\Lambda}_{m,i} &= \ln \frac{P(b_{m,i} = +1 | z_{1,1}, \dots, z_{N,L})}{P(b_{m,i} = -1 | z_{1,1}, \dots, z_{N,L})} \\ &\approx \frac{1}{2\sigma^2(n)} (e_{\min,-1} - e_{\min,1})\end{aligned}$$

上記式において、 $e_{\min, v}$  は、第iビットが“v”である

[0105] [数42]



$$e_{i_1, i_2, \dots, i_M}$$

の最小値、 $\sigma^2(n)$ は雑音電力をあらわす。

[0106] 軟判定シンボル

[0107] [数43]

$$\tilde{d}_m$$

は、

[0108] [数44]

$$\tilde{u}_{m,i}$$

を用いて以下のように推定される。

[0109] [数45]

$\tilde{d}_m = \tilde{x}_m + j \cdot \tilde{y}_m$ として、

Q P S Kの場合、 $\begin{cases} \tilde{x}_m = \tilde{u}_{m,1} \\ \tilde{y}_m = \tilde{u}_{m,2} \end{cases}$

1 6 Q A Mの場合、 $\begin{cases} \tilde{x}_m = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{m,1} (2 - \tilde{u}_{m,2}) \\ \tilde{y}_m = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{m,3} (2 - \tilde{u}_{m,4}) \end{cases}$

最後に、マルチパス受信信号再生部36<sub>1</sub>〜36<sub>m</sub>は、上記のようにして推定された送信シンボル系列

[0110] [数46]

$$\tilde{d}_m$$

を入力し、次式に基づき、その入力された送信シンボル系列

[0111] [数47]

$$\tilde{d}_m$$

に拡散符号とチャネル係数を乗算することにより、

受信アンテナごとに各送信アンテナからの受信パス毎の受信信号系列

[0112] [数48]

$$\hat{I}_{m,n,l}(t)$$

を次式にしたがって推定して出力する。

[0113] [数49]

$$\hat{I}_{m,n,l}(t) = \hat{h}_{m,n,l}(t) \cdot \tilde{d}_m(t) \cdot c(t - \tau_l)$$

図4は、マルチパス受信信号再生部の第3の実施形態を示す構成図である。本実施形態では、マルチパス受信信号再生部は、1次復調方法としてパス一括処理を行うMLDアルゴリズムを用いる。

[0114] 同図において、このマルチパス受信信号再生部50は、チャネル係数推定部51と、 $N \times L$ 個の逆拡散部52～55と、QR分解部56と、 $Q^H$ 演算部57と、送信シンボル候補生成部58と、変換信号レプリカ生成部59と、尤度計算部60と、 $M$ 個の送信シンボル系列推定部61<sub>1</sub>～61<sub>m</sub>と、 $M$ 個のマルチパス受信信号再生処理部62<sub>1</sub>～62<sub>m</sub>とから構成される。

[0115] 本実施形態におけるマルチパス受信信号再生部50では、最初に、チャネル係数推定部51において、 $N$ 本の受信アンテナ21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>で受信された受信信号 $r_n(t)$ を入力し、受信アンテナ21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>と送信アンテナ11<sub>1</sub>～11<sub>n</sub>の間各々の各パスのチャネル係数 $h_{m,n,l}$ が推定される。

[0116] 次に、 $N \times L$ 個の逆拡散部52～55により、 $N$ 本の受信アンテナ21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>で受信された受信信号 $r_n(t)$ を送信時に用いた拡散符号と同一の拡散符号で各パスの受信タイミングで逆拡散し、 $N \times L$ 個の各受信アンテナでの各パスの逆拡散信号 $z_{n,l}$ を求める。

[0117] 次に、QR分解部56では、チャネル係数からなる下記の $M$ 行 $\times$ ( $N \times L$ )列のチャネ

ル行列を生成し、チャネル行列のQR分解を行って、Q行列およびR行列を出力する。

[0118] [数50]

$$\text{チャネル行列 } H = \begin{bmatrix} h_{1,1,1} & h_{2,1,1} & h_{3,1,1} & h_{4,1,1} \\ h_{1,2,1} & h_{2,2,1} & h_{3,2,1} & h_{4,2,1} \\ h_{1,3,1} & h_{2,3,1} & h_{3,3,1} & h_{4,3,1} \\ h_{1,4,1} & h_{2,4,1} & h_{3,4,1} & h_{4,4,1} \\ h_{1,1,2} & h_{2,1,2} & h_{3,1,2} & h_{4,1,2} \\ h_{1,2,2} & h_{2,2,2} & h_{3,2,2} & h_{4,2,2} \\ h_{1,3,2} & h_{2,3,2} & h_{3,3,2} & h_{4,3,2} \\ h_{1,4,2} & h_{2,4,2} & h_{3,4,2} & h_{4,4,2} \end{bmatrix} \quad (M=4, N=4, L=2 \text{ のときの例})$$

$$H = QR$$

上記QR分解部56から出力されるQ行列は、 $(N \times L)$ 行 $\times$ M列のユニタリ行列であり、 $Q^H Q = I$ を満たす。

[0119] ここで、Hは共役複素転置を表し、Iは単位行列を表す。また、R行列はM行 $\times$ M列の上三角行列となる。

[0120]  $Q^H$ 演算部57では、次式にしたがった演算が行われる。

[0121] [数51]

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = Q^H Z = \begin{bmatrix} \dot{q}_{1,1,1} & \dot{q}_{1,2,1} & \dot{q}_{1,3,1} & \dot{q}_{1,4,1} & \dot{q}_{1,1,2} & \dot{q}_{1,2,2} & \dot{q}_{1,3,2} & \dot{q}_{1,4,2} \\ \dot{q}_{2,1,1} & \dot{q}_{2,2,1} & \dot{q}_{2,3,1} & \dot{q}_{2,4,1} & \dot{q}_{2,1,2} & \dot{q}_{2,2,2} & \dot{q}_{2,3,2} & \dot{q}_{2,4,2} \\ \dot{q}_{3,1,1} & \dot{q}_{3,2,1} & \dot{q}_{3,3,1} & \dot{q}_{3,4,1} & \dot{q}_{3,1,2} & \dot{q}_{3,2,2} & \dot{q}_{3,3,2} & \dot{q}_{3,4,2} \\ \dot{q}_{4,1,1} & \dot{q}_{4,2,1} & \dot{q}_{4,3,1} & \dot{q}_{4,4,1} & \dot{q}_{4,1,2} & \dot{q}_{4,2,2} & \dot{q}_{4,3,2} & \dot{q}_{4,4,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1,1} \\ z_{2,1} \\ z_{3,1} \\ z_{4,1} \\ z_{1,2} \\ z_{2,2} \\ z_{3,2} \\ z_{4,2} \end{bmatrix}$$

$$Q^H (HD + N) = Q^H (QRD + N) = RD + Q^H N = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ 0 & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ 0 & 0 & r_{33} & r_{34} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n'_1 \\ n'_2 \\ n'_3 \\ n'_4 \end{bmatrix}$$

(M = 4, N = 4, L = 2 のときの例)

送信シンボル候補生成部58は、まず、送信アンテナMに対する送信シンボル $d_{M,i}$ を生成して変換信号レプリカ生成部59に出力する。変換信号レプリカ生成部59は、送信シンボル候補生成部58で生成された送信シンボルと、QR分解部56から出力されるR行列を入力して、変換信号レプリカ

[0122] [数52]

$$\hat{x}_{M,i}$$

を次式にしたがって生成して出力する。

[0123] [数53]

$$\hat{x}_{M,i} = \hat{r}_{MM} \cdot d_{M,i}$$

尤度計算部60は、まず、 $\mathbf{x}_M$  と

[0124] [数54]

$$\hat{x}_{M,i}$$

を用い、次式にしたがって誤差演算を行う。

[0125] [数55]

$$e_{M,i} = |x_M - \hat{x}_{M,i}|^2$$

尤度計算部60は、誤差演算を行った後、送信アンテナMに対応する生成した送信シンボルとそれに対応する誤差信号とを入力し、誤差の小さい $S_M$  個の送信アンテナMに対応する送信シンボル系列

[0126] [数56]

$$d_{m,i(1)} \sim d_{M,i(S_M)}$$

とそのときの誤差

[0127] [数57]

$$e_{M,i(1)} \sim e_{M,i(5M)}$$

を保持する。

[0128] 次に、送信シンボル候補生成部58は、送信アンテナM-1に対する送信シンボル

[0129] [数58]

$$d_{M-1,i}$$

を生成して出力する。

[0130] 変換信号レプリカ生成部59は、送信アンテナMに対応する $S_M$ 個の送信シンボル  
系列と送信アンテナM-1に対する送信シンボルとからR行列を入力として変換信号  
レプリカ

[0131] [数59]

$$\hat{x}_{M-1,i_{M-1},i_M}$$

を次式にしたがって生成して出力する。

[0132] [数60]

$$\hat{x}_{M-1,i_{M-1},i_M} = \hat{r}_{(M-1)(M-1)} \cdot d_{M-1,i_{M-1}} + \hat{r}_{(M-1)M} \cdot d_{M,i_M}$$

尤度計算部60は、次いで、誤差演算を次式により行い、

[0133] [数61]

$$e_{M-1, i_{M-1} j_M} = \left| x_{M-1} - \hat{x}_{M-1, i_{M-1} j_M} \right|^2 + e_{M, j_M}$$

誤差の小さい  $S_{M-1}$  個の送信アンテナMと送信アンテナM-1に対応する送信シンボル系列の組み合わせ

[0134] [数62]

$$\{d_{M-1, i_{M-1}(1)}, d_{M, i_M(1)}\} \sim \{d_{M-1, i_{M-1}(S_{M-1})}, d_{M, i_M(S_{M-1})}\}$$

とそのときの誤差

[0135] [数63]

$$e_{M-1, i_{M-1}(1) j_M(1)} \sim e_{M-1, i_{M-1}(S_{M-1}) j_M(S_{M-1})}$$

を保持する。

[0136] 同様にして、送信シンボル候補生成部58は、送信アンテナmに対する送信シンボル  $d_{m, i}$  を生成して出力する。変換信号レプリカ生成部59は、送信アンテナm+1から、送信アンテナMに対応する  $S_{m+1}$  個の送信シンボル系列と送信アンテナmに対する送信シンボルとR行列を入力として変換信号レプリカ

[0137] [数64]

$$\hat{x}_{m, j_{m+1}, \dots, j_M}$$

を次式にしたがって生成して出力する。



[0138] [数65]

$$\hat{x}_{m, i_m, i_{m+1}, \dots, i_M} = \hat{r}_m \cdot d_{m, i_m} + \hat{r}_{m(m+1)} \cdot d_{m, i_{m+1}} + \dots + \hat{r}_{mM} \cdot d_{m, i_M}$$

尤度計算部60は、誤差演算を次式にしたがって行い、

[0139] [数66]

$$e_{m, i_m, \dots, i_{M-1}, i_M} = \left| x_m - \hat{x}_{m, i_m, i_{m+1}, \dots, i_M} \right|^2 + e_{m+1, i_{m+1}, i_{m+2}, \dots, i_M}$$

誤差の小さい $S_m$  個の送信アンテナMから送信アンテナmに対応する送信シンボル系列の組み合わせ

[0140] [数67]

$$\{d_{m, i_m(1)}, d_{m+1, i_{m+1}(1)}, \dots, d_{M, i_M(1)}\} \sim \{d_{m, i_m(S_m)}, d_{m+1, i_{m+1}(S_m)}, \dots, d_{M, i_M(S_m)}\}$$

とそのときの誤差

[0141] [数68]

$$e_{m, i_m(1), i_{m+1}(1), \dots, i_M(1)} \sim e_{m, i_m(S_m), i_{m+1}(S_m), \dots, i_M(S_m)}$$

を保持する。

[0142] 以上の操作を繰り返すことにより、得られた $C \cdot S_2$  個の全送信アンテナに対応する送信シンボル系列の組み合わせ

[0143] [数69]

$$\{d_{i_1(j)}, d_{i_2(j)}, \dots, d_{i_M(j)}\}$$

とそのときの誤差

[0144] [数70]

$$e_{m, i_1(j), i_2(j), \dots, i_M(j)}$$

を得る ( $j=1 \sim C \cdot S_2$  の整数)。

[0145] 送信シンボル系列推定部61<sub>1</sub>〜61<sub>m</sub>では、各送信アンテナに対応する、生き残り送信シンボルとそれに対応する誤差信号とを入力とし、最小誤差を選択し、当該誤差を与える送信シンボル系列を推定する。

[0146] 送信シンボル系列推定部61<sub>1</sub>〜61<sub>m</sub>において硬判定を行う場合の実施例は以下のようになる。

[0147] [数71]

$$e_{m, i_1(j), i_2(j), \dots, i_M(j)} \text{ が最小となったときの、} i_1(j), i_2(j), \dots, i_M(j) \text{ より、} \tilde{d}_m = d_{m, i_m(j)} \text{ とする。}$$

また、送信シンボル系列推定部61<sub>1</sub>〜61<sub>m</sub>において軟判定を行う場合の実施例は以下のようになる。

[0148] まず、次式にしたがって、軟判定のビット系列を求める。

[0149] [数72]

$$\hat{u}_{m,j} = \tanh\left(\frac{\hat{\Lambda}_{m,j}}{2}\right)$$

ここで、

[0150] [数73]

$$\hat{\Lambda}_{m,i}$$

は、送信アンテナmのビットiの対数尤度比である。

[0151] [数74]

$$\begin{aligned}\hat{\Lambda}_{m,j} &= \ln \frac{P(b_{m,j} = +1 | z_{1,1}, \dots, z_{N,L})}{P(b_{m,j} = -1 | z_{1,1}, \dots, z_{N,L})} \\ &\approx \frac{1}{2\sigma^2(n)} (e_{\min,-1} - e_{\min,1})\end{aligned}$$

上記式において、 $e_{\min, v}$  は、第iビットが“v”である

[0152] [数75]

$$e_{m,j_1(j),j_2(j),\dots,j_M(j)}$$

の最小値、 $\sigma^2(n)$ は雑音電力を表す。

[0153] 軟判定シンボル

[0154] [数76]

$$\tilde{d}_m$$

は、

[0155] [数77]

$$\tilde{u}_{m,i}$$

を用いて以下のように推定される。

[0156] [数78]

$$\tilde{d}_m = \tilde{x}_m + j \cdot \tilde{y}_m \text{ として、}$$

$$\text{QPSKの場合、} \begin{cases} \tilde{x}_m = \tilde{u}_{m,1} \\ \tilde{y}_m = \tilde{u}_{m,2} \end{cases}$$

$$\text{16QAMの場合、} \begin{cases} \tilde{x}_m = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{m,1} (2 - \tilde{u}_{m,2}) \\ \tilde{y}_m = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{m,3} (2 - \tilde{u}_{m,4}) \end{cases}$$

最後に、マルチパス受信信号再生処理部62<sub>1</sub>〜62<sub>m</sub>は、上記のようにして推定された送信シンボル系列

[0157] [数79]

$$\tilde{d}_m$$

を入力し、次式に基づき、その入力された送信シンボル系列

[0158] [数80]

$$\tilde{d}_m$$

に拡散符号とチャネル係数を乗算することにより、受信アンテナごとに各送信アンテナからの受信パス毎の受信信号系列

[0159] [数81]

$$\hat{I}_{m,n,l}(t)$$

を次式にしたがって推定して出力する。

[0160] [数82]

$$\hat{I}_{m,n,l}(t) = \hat{h}_{m,n,l}(t) \cdot \tilde{d}_m(t) \cdot c(t - \tau_l)$$

以上説明したように、本実施形態におけるマルチパス受信信号再生部の構成は、図3に示すマルチパス受信信号再生部の構成に比較して、若干の受信信号系列の再生精度の劣化を許容すれば、誤差演算の回数を $C^M$ 回から

[0161] [数83]

$$C + \sum_{m=1}^{M-1} CS_{m+1}$$

回に大幅に低減することが可能であり、受信装置の複雑さを大幅に低減することが可能となる。

[0162] 図5は、マルチパス受信信号再生部の第4の実施形態を示す構成図である。本実施形態では、マルチパス受信信号再生部は、1次復調方法としてパス毎に処理を行うMLDアルゴリズムを用いる。

[0163] 同図において、このマルチパス受信信号再生部70は、チャンネル係数推定部71と、 $N \times L$ 個の逆拡散部72〜75と、 $L$ 個のQR分解部76、77と、 $L$ 個の $Q^H$ 演算部78、79と、送信シンボル候補生成部80と、変換信号レプリカ生成部81と、尤度計算部82と、 $M$ 個の送信シンボル系列推定部 $83_1 \sim 83_m$ と、 $M$ 個のマルチパス受信信号再生処理部 $84_1 \sim 84_m$ とから構成される。

[0164] 本実施形態におけるマルチパス受信信号再生部70では、最初に、チャンネル係数推定部71において、 $N$ 本の受信アンテナ $21_1 \sim 21_n$ で受信された受信信号 $r_n(t)$ を入力し、受信アンテナ $21_1 \sim 21_n$ と送信アンテナ $11_1 \sim 11_n$ との間各々の各パスのチャンネル係数 $h_{m,n,l}$ が推定される。

[0165] 次に、 $N \times L$ 個の逆拡散部72〜75により、 $N$ 本の受信アンテナ $21_1 \sim 21_n$ で受信された受信信号 $r_n(t)$ を送信時に用いた拡散符号と同一の拡散符号で各パスの受信タイミングで逆拡散し、 $N \times L$ 個の各受信アンテナでの各パスの逆拡散信号 $z_{n,l}$ を求める。

[0166] 次に、第1番目のQR分解部では、第1番目のパスのチャンネル係数からなる下記のチャンネル行列をパス数分生成し、それぞれ、チャンネル行列のQR分解を行って、 $Q$ 行列および $R$ 行列を出力する。

[0167] [数84]

$$\text{チャネル行列 } H_i = \begin{bmatrix} h_{1,1,i} & h_{2,1,i} & h_{3,1,i} & h_{4,1,i} \\ h_{1,2,i} & h_{2,2,i} & h_{3,2,i} & h_{4,2,i} \\ h_{1,3,i} & h_{2,3,i} & h_{3,3,i} & h_{4,3,i} \\ h_{1,4,i} & h_{2,4,i} & h_{3,4,i} & h_{4,4,i} \end{bmatrix} \quad (M=4, N=4 \text{ ときの例})$$

$$H_i = Q_i R_i$$

上記QR分解部から出力される $Q_i$ 行列は、 $N$ 行 $\times$  $M$ 列のユニタリー行列であり、 $Q_i^H Q_i = I$ を満たす。また、 $R_i$ 行列は、 $M$ 行 $\times$  $M$ 列の上三角行列となる。

[0168] したがって、第1番目の $Q_i^H$ 演算部における演算は、

[0169] [数85]

$$X_i = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = Q_i^H Z_i = \begin{bmatrix} \dot{q}_{1,1,i} & \dot{q}_{1,2,i} & \dot{q}_{1,3,i} & \dot{q}_{1,4,i} \\ \dot{q}_{2,1,i} & \dot{q}_{2,2,i} & \dot{q}_{2,3,i} & \dot{q}_{2,4,i} \\ \dot{q}_{3,1,i} & \dot{q}_{3,2,i} & \dot{q}_{3,3,i} & \dot{q}_{3,4,i} \\ \dot{q}_{4,1,i} & \dot{q}_{4,2,i} & \dot{q}_{4,3,i} & \dot{q}_{4,4,i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1,i} \\ z_{2,i} \\ z_{3,i} \\ z_{4,i} \end{bmatrix}$$

$$Q_i^H (H_i D + N) = Q_i^H (Q_i R_i D + N) = R_i D + Q_i^H N = \begin{bmatrix} r_{11,i} & r_{12,i} & r_{13,i} & r_{14,i} \\ 0 & r_{22,i} & r_{23,i} & r_{24,i} \\ 0 & 0 & r_{33,i} & r_{34,i} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44,i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n'_{1,i} \\ n'_{2,i} \\ n'_{3,i} \\ n'_{4,i} \end{bmatrix}$$

( $M=4$ 、 $N=4$  のときの例)

と記述することができる。

[0170] 送信シンボル候補生成部80は、まず、送信アンテナ $M$ に対する送信シンボル $d_{M,i}$ を生成して変換信号レプリカ生成部81に出力する。変換信号レプリカ生成部81は、送信シンボル $d_{M,i}$ と、 $R_i$ 行列を入力して、変換信号レプリカ

[0171] [数86]

$$\hat{x}_{M,j}$$

を次式にしたがって生成して出力する。

[0172] [数87]

$$\hat{x}_{M,j,i} = \hat{r}_{MMi} \cdot d_{M,j,i}$$

尤度計算部82は、まず、 $x_{M,1}$ と

[0173] [数88]

$$\hat{x}_{M,j,i}$$

を用い、次式にしたがって誤差演算を行う。

[0174] [数89]

$$e_{M,i} = \sum_{l=1}^L |x_{m,l} - \hat{x}_{M,j,i}|^2$$

尤度計算部82は、誤差演算を行った後、送信アンテナMに対応する生成した送信シンボルとそれに対応する誤差信号とを入力とし、誤差の小さい $S_M$ 個の送信アンテナMに対応する送信シンボル系列

[0175] [数90]



$$d_{M,j(1)} \sim d_{M,j(S_M)}$$

とそのときの誤差

[0176] [数91]

$$e_{M,j(1)} \sim e_{M,j(S_M)}$$

を保持する。

[0177] 次に、送信シンボル候補生成部80は、送信アンテナM-1に対する送信シンボル

[0178] [数92]

$$d_{M-1,i}$$

を生成して出力する。

[0179] 変換信号レプリカ生成部81は、送信アンテナMに対応する $S_M$ 個の送信シンボル  
系列と送信アンテナM-1に対する送信シンボルとからR行列を入力として変換信号  
レプリカ

[0180] [数93]

$$\hat{x}_{M-1,j,M-1,jM}$$

を次式にしたがって生成して出力する。

[0181] [数94]

$$\hat{x}_{M-1, j, j_{M-1}, j_M} = \hat{r}_{\{M-1\} \times \{M-1\}, l} \cdot d_{M-1, j, j_{M-1}} + \hat{r}_{\{M-1\} \times M, l} \cdot d_{M, j, j_M}$$

尤度計算部82は、次いで、誤差演算を次式により行い、

[0182] [数95]

$$e_{M-1, j, j_{M-1}, j_M} = \sum_{l=1}^L |x_{M-1} - \hat{x}_{M-1, j, j_{M-1}, j_M}|^2 + e_{M, j, j_M}$$

誤差の小さい $S_{M-1}$ 個の送信アンテナMと送信アンテナM-1に対応する送信シンボル系列の組み合わせ

[0183] [数96]

$$\{d_{M-1, j, j_{M-1}(1)}, d_{M, j, j_M(1)}\} \sim \{d_{M-1, j, j_{M-1}(S_{M-1})}, d_{M, j, j_M(S_{M-1})}\}$$

とそのときの誤差

[0184] [数97]

$$e_{M-1, j, j_{M-1}(1), j_M(1)} \sim e_{M-1, j, j_{M-1}(S_{M-1}), j_M(S_{M-1})}$$

を保持する。

[0185] 同様にして、送信シンボル候補生成部80は、送信アンテナmに対する送信シンボル $d_{m, i}$ を生成して出力する。変換信号レプリカ生成部81は、送信アンテナm+1から、送信アンテナMに対応する $S_{m+1}$ 個の送信シンボル系列と送信アンテナmに対する送信シンボルとR行列を入力として変換信号レプリカ

[0186] [数98]

$$\hat{x}_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M}$$

を次式にしたがって生成して出力する。

[0187] [数99]

$$\hat{x}_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M} = \hat{r}_{m, j_m} \cdot d_{m, j_m} + \hat{r}_{m, (m+1), j_{m+1}} \cdot d_{m, j_{m+1}} + \dots + \hat{r}_{m, M, j_M} \cdot d_{m, j_M}$$

尤度計算部82は、誤差演算を次式にしたがって行い、

[0188] [数100]

$$e_{m, j_m, \dots, j_M-1, j_M} = \sum_{l=1}^L \left| x_{m, j} - \hat{x}_{m, j, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M} \right|^2 + e_{m+1, j_{m+1}, j_{m+2}, \dots, j_M}$$

誤差の小さい  $S_m$  個の送信アンテナMから送信アンテナmに対応する送信シンボル系列の組み合わせ

[0189] [数101]

$$\{d_{m, j_m(1)}, d_{m+1, j_{m+1}(1)}, \dots, d_{M, j_M(1)}\} \sim \{d_{m, j_m(S_m)}, d_{m+1, j_{m+1}(S_m)}, \dots, d_{M, j_M(S_m)}\}$$

とそのときの誤差

[0190] [数102]

$$e_{m, j_m(1), j_{m+1}(1), \dots, j_M(1)} \sim e_{m, j_m(S_m), j_{m+1}(S_m), \dots, j_M(S_m)}$$

を保持する。

[0191] 以上の操作を繰り返すことにより、得られた $C \cdot S_2$ 個の全送信アンテナに対応する送信シンボル系列の組み合わせ

[0192] [数103]

$$\{d_{1,i_1(j)}, d_{2,i_2(j)}, \dots, d_{M,i_M(j)}\}$$

とそのときの誤差

[0193] [数104]

$$e_{m,i_1(j),i_2(j),\dots,i_M(j)}$$

を得る( $j=1 \sim C \cdot S_2$ の整数)。

[0194] 送信シンボル系列推定部83<sub>1</sub>〜83<sub>m</sub>では、各送信アンテナに対応する、生き残り送信シンボルとそれに対応する誤差信号とを入力とし、最小誤差を選択し、当該誤差を与える送信シンボル系列を推定する。

[0195] 送信シンボル系列推定部83<sub>1</sub>〜83<sub>m</sub>において硬判定を行う場合の実施例は以下のようになる。

[0196] [数105]

$e_{m,i_1(j),i_2(j),\dots,i_M(j)}$ が最小となったときの、 $i_1(j), i_2(j), \dots, i_M(j)$ より、 $\tilde{d}_m = d_{m,i_m(j)}$ とする。

また、送信シンボル系列推定部83<sub>1</sub>〜83<sub>m</sub>において軟判定を行う場合の実施例は以下のようになる。

[0197] まず、次式にしたがって、軟判定のビット系列を求める。

[0198] [数106]

$$\hat{u}_{m,j} = \tanh\left(\frac{\hat{\Lambda}_{m,j}}{2}\right)$$

ここで、

[0199] [数107]

$$\hat{\Lambda}_{m,i}$$

は、送信アンテナmのビットiの対数尤度比である。

[0200] [数108]

$$\begin{aligned}\hat{\Lambda}_{m,j} &= \ln \frac{P(b_{m,j} = +1 | z_{1,1}, \dots, z_{N,L})}{P(b_{m,j} = -1 | z_{1,1}, \dots, z_{N,L})} \\ &\approx \frac{1}{2\sigma^2(n)} (e_{\min,-1} - e_{\min,j})\end{aligned}$$

上記式において、 $e_{\min, v}$  は、

[0201] [数109]

$$e_{m, \hat{q}_1(j), \hat{q}_2(j), \dots, \hat{q}_M(j)}$$

の最小値を表し、 $\sigma^2(n)$ は雑音電力を表す。

[0202] 軟判定シンボル

[0203] [数110]

$$\tilde{d}_m$$

は、

[0204] [数111]

$$\tilde{u}_{m,i}$$

を用いて以下のように推定される。

[0205] [数112]

$$\tilde{d}_m = \tilde{x}_m + j \cdot \tilde{y}_m \text{ として、}$$

$$\text{Q P S K の場合、} \begin{cases} \tilde{x}_m = \tilde{u}_{m,1} \\ \tilde{y}_m = \tilde{u}_{m,2} \end{cases}$$

$$\text{1 6 Q A M の場合、} \begin{cases} \tilde{x}_m = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{m,1} (2 - \tilde{u}_{m,2}) \\ \tilde{y}_m = \sqrt{\frac{1}{2.5}} \tilde{u}_{m,3} (2 - \tilde{u}_{m,4}) \end{cases}$$

最後に、マルチパス受信信号再生処理部84<sub>1</sub>〜84<sub>m</sub>は、上記のようにして推定された送信シンボル系列

[0206] [数113]

$$\tilde{d}_m$$

を入力し、次式に基づき、その入力された送信シンボル系列

[0207] [数114]

$$\tilde{d}_m$$

に拡散符号とチャネル係数を乗算することにより、受信アンテナごとに各送信アンテナ

ナからの受信パス毎の受信信号系列

[0208] [数115]

$$\hat{I}_{m,n,l}(t)$$

を推定して出力する。

[0209] [数116]

$$\hat{I}_{m,n,l}(t) = \hat{h}_{m,n,l}(t) \cdot \tilde{d}_m(t) \cdot c(t - \tau_l)$$

以上説明したように、本実施形態におけるマルチパス受信信号再生部の構成は、図4に示すマルチパス受信信号再生部の構成と同様に、図3に示すマルチパス受信信号再生部の構成に比較して、若干の受信信号系列の再生精度の劣化を許容すれば、誤差演算の回数を $C^M$ 回から

[0210] [数117]

$$C + \sum_{m=1}^{M-1} CS_{m+1}$$

回に大幅に低減することが可能であり、受信装置の複雑さを大幅に低減することが可能となる。

[0211] 図6は、本発明に係るチャネル係数推定部の構成図であり、図7Aおよび図7Bは、当該チャネル係数推定部を用いる場合の送信装置より送信される送信信号の構成例を示す図である。

[0212] まず、図7Aおよび図7Bを参照しながら、送信装置から送信される送信信号について説明する。同図に示されるように、本実施形態では、各送信アンテナ(ここでは、送信アンテナ1、2)からの送信信号に、送信アンテナ毎に異なる4シンボル長のパイロットシンボル(斜線部)がデータシンボルに対して周期的に挿入されている。図7Aに

示される例では、各送信アンテナのパイロットシンボルパターンは互いに直交している。

[0213] また、図7Bに示される例では、各送信アンテナのパイロットシンボルの拡散に用いられる拡散符号(C1、C2)が直交している。

[0214] パイロット信号の送信は、図7A、図7Bのいずれかの方法によって行えばよく、送信アンテナ間のパイロット信号を直交させることで高精度なチャネル推定が可能となる。上記のような直交シンボルパターンもしくは直交拡散符号は、例えば、パイロットシンボル数と同じ長さもしくは、パイロットシンボルの拡散率と同じ長さのWalsh系列を用いることで生成可能である。これ以降、送信アンテナmのパイロット信号系列を $p_m(n)$ として説明を進める。なお、nはチップ番号を表すものとする。

[0215] 図6に戻り、本発明に係るチャネル係数推定部の構成を説明する。このチャネル係数推定部100は、送信アンテナmと受信アンテナn間の各パスのチャネル係数を推定する機能を備える。本例では、3送信アンテナ、4受信アンテナの場合のチャネル係数推定部の構成例を示している。すなわち、このチャネル係数推定部は、 $3 \times 4$ の相関検出部101〜104と、パイロット信号レプリカ生成部111〜114とを備える。なお、本例では、構成要素が複数有る相関検出部と、パイロット信号レプリカ生成部の符号の末尾に連番を付すものとして図示した。

[0216] まず、同図を参照しながら送信アンテナ1と受信アンテナ1間のチャネル係数 $h_{1,1,1}$ を推定する場合の動作を説明する。

[0217] 同図において、受信アンテナ1で受信された受信信号r1は相関検出部101に入力される。また、パイロット信号レプリカ生成部111では送信アンテナ1のパイロットシンボル系列p1を生成し、相関検出部101に入力する。

[0218] 相関検出部101では、受信信号r1に送信アンテナ1のパイロットシンボル系列p1の複素共役値をパスlの受信タイミングを考慮して乗算した値を4パイロットシンボル区間で平均化することにより送信アンテナ1と受信アンテナ1間のチャネル係数 $h_{1,1,1}$ を次式にしたがって推定し出力する。

[0219] [数118]



$$h_{1,1,1} = \frac{1}{4} \sum_{n=1}^4 r_1(n + \tau_1) \cdot p_1(n)^*$$

ここで、 $r_1(n)$ は、パイロットシンボル $n$ が受信されときの受信信号 $r_1$ を示す。実際には $h_{1,1,1}$ の推定は複数のパイロットシンボル送信区間で得られたチャネル係数推定値を重み付け平均することで求めることも可能である。

[0220] 同様にして、受信信号 $r_1$ を入力とする2段目の相関検出部(図示省略)では、受信信号 $r_1$ と2段目のパイロットシンボルレプリカ生成部(図示省略)で生成された送信アンテナ $m$ のパイロットシンボル系列 $p_m$ を入力として、チャネル係数 $h_{1,m,1}$ を推定し出力する。

[0221] さらに同様にして、受信信号 $r_4$ とパイロットシンボルレプリカ生成部113で生成される送信アンテナ1のパイロットシンボル系列 $p_1$ を相関検出部103に入力し、相関を求めることでチャネル係数 $h_{4,1,1}$ を推定し出力する。

[0222] 以上の動作を繰り返すことで、3送信アンテナと4受信アンテナ間の各パスのチャネル係数を推定することができる。なお、上記では、パイロットシンボルがデータシンボルに時間的に多重される構成を例にあげて説明したが、符号多重を用いた場合も同様の方法でチャネル係数推定値を得ることができる。

[0223] 図8は、本発明の実施形態に係る受信装置の第2の実施形態を示す構成図である。同図に示すように本実施形態では、受信装置200は、複数のマルチパス受信信号再生部211〜213がシリアルにマルチパス干渉キャンセル部221<sub>1</sub>、221<sub>2</sub>、222<sub>1</sub>、222<sub>2</sub>、223<sub>1</sub>、223<sub>2</sub>を介して接続されており(本例では、3段構成)、最終段に復調部231が配置されている。初段のマルチパス受信信号再生部211には、上述した図2から図5に記載のいずれか任意のマルチパス受信信号再生部の構成を適用することができる。

[0224] また、2段目以降のマルチパス受信信号再生部212、213にも、以上で説明した図2から図5に記載のいずれか任意のマルチパス受信信号再生部の構成を適用することができる。ここで、2段目以降の第 $p$ 段目のマルチパス受信信号再生部への入力信号

[0225] [数119]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

は、受信信号と第p-1段目のマルチパス受信信号再生部の出力信号

[0226] [数120]

$$\hat{I}_{m,n,l}^{(p-1)}(t)$$

を用いて、マルチパス干渉キャンセル部により次式の演算により生成される。

[0227] [数121]

$$r_{n,l}^{(p)}(t) = r_n(t) - \sum_{m=1}^M \sum_{l'=1}^L \hat{I}_{m,n,l'}^{(p-1)}(t)$$

上記式にしたがい演算されて得られたN×L個のマルチパス干渉キャンセル後の受信信号

[0228] [数122]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

は受信アンテナn、パスlに対応する逆拡散部(図示省略)に入力される。

[0229] また、この構成を用いた場合は、2段目以降の第p段目のマルチパス受信信号再生部におけるチャネル係数推定部(図示省略)では、チャネル係数 $h_{111}$ の推定において、受信信号 $r_n(t)$ の代わりにマルチパス干渉キャンセル後の受信信号

[0230] [数123]

$$r_{s,l}^{(p)}(t)$$

を用いることでより高精度なチャネル係数推定を行うことができる(構成の簡単化のために、前段のマルチパス受信信号再生部におけるチャネル係数を用いることも同様に可能である)。

[0231] このように本実施形態によれば、マルチパス受信信号再生部を複数段設けることで、後段のマルチパス受信信号再生部では、マルチパス干渉キャンセル後の受信信号を用いて高精度にチャネル推定、送信シンボル系列推定を行うことができ、結果としてより高精度な受信アンテナごとの各送信アンテナからの受信パス毎の受信信号系列

[0232] [数124]

$$\hat{I}_{m,n,l}^{(p)}(t)$$

を推定することができる。

[0233] 図9は、本発明の実施形態に係る受信装置で用いられる復調部の第1の実施形態を示す構成図である。本実施形態では、復調部は、復調アルゴリズムとしてMLDを用いる。

[0234] 同図において、この復調部300は、チャネル係数推定部311と、 $N \times L$ 個の逆拡散部312〜315と、送信シンボル候補生成部316と、受信信号レプリカ生成部317と、尤度計算部318と、送信系列推定部319とから構成される。なお、構成要素が複数有る場合には、末尾に連番を付すものとして図示した。

[0235] 上記のように構成された復調部300の動作について説明する。

[0236] 復調部300に入力される入力信号は、 $N \times L$ 個のマルチパス干渉キャンセル後の受信信号

[0237] [数125]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

であり、チャネル係数推定部311において、受信アンテナと送信アンテナとの間各々の各パスのチャネル係数 $h_{m,n,l}$ が推定される(なお、構成の簡単化のために、前段のマルチパス受信信号再生部におけるチャネル係数を用いることも同様に可能である)。

[0238] さらに、 $N \times L$ 個のマルチパス干渉キャンセル後の受信信号

[0239] [数126]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

は受信アンテナ $n$ 、パス $l$ に対応する逆拡散部に入力され、逆拡散信号 $z_{n,l}'$ を得る。送信シンボル候補生成部316は、各アンテナに対する送信シンボル $d_{m,i}$ を生成して出力する。受信信号レプリカ生成部317は、送信シンボルとチャネル係数とを入力として受信信号レプリカ

[0240] [数127]

$$\hat{z}_{n,l,i_1,i_2,\dots,i_M}$$

を次式にしたがって生成して尤度計算部318に出力する。

[0241] [数128]

$$\hat{z}_{n,l,i_1,i_2,\dots,i_M} = \hat{h}_{1,n,l} \cdot d_{1,i_1} + \hat{h}_{2,n,l} \cdot d_{2,i_2} + \dots + \hat{h}_{M,n,l} \cdot d_{M,i_M}$$

尤度計算部318は、逆拡散部312〜315から出力される逆拡散信号 $z_{n,l}'$ と受信信号レプリカ

[0242] [数129]

$$\hat{z}_{n,j_1,j_2,\dots,j_M}$$

とを入力として、誤差演算を次式にしたがって行う。

[0243] [数130]

$$e_{i_1,j_2,\dots,j_M} = \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L \left| z'_{n,j} - \hat{z}_{n,j_1,j_2,\dots,j_M} \right|^2$$

送信系列推定部319では、各送信アンテナに対応する生成した送信シンボルとそれに対応する誤差信号とを入力し、送信シンボル系列によって送信されたビットに対する尤度 $\lambda_i$ を出力する。ここで、誤差信号に基づいたビット尤度の計算法は、既存のいかなる方法も適用可能である。

[0244] 上述したビット尤度は、チャネル復号器(例えば、ターボ復号器)等に入力されて最終的に情報ビット系列が復元される。

[0245] 図10は、本発明の実施形態に係る復調部の第2の実施形態を示す構成図である。本実施形態では、復調部は、復調アルゴリズムとしてパスイ括で処理を行うMLDを用いる。

[0246] 同図において、この復調部400は、チャネル係数推定部411と、 $N \times L$ 個の逆拡散部412〜415と、QR分解部416と、 $Q^H$ 演算部417と、送信シンボル候補生成部418と、変換信号レプリカ生成部419と、尤度計算部420と、送信系列推定部421とから構成される。なお、構成要素が複数有る場合には、末尾に連番を付すものとして図示した。

[0247] 上記のように構成された復調部400の動作について以下説明する。

[0248] 復調部400に入力される入力信号は、 $N \times L$ 個のマルチパス干渉キャンセル後の受信信号

[0249] [数131]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

であり、チャネル係数推定部411において、受信アンテナと送信アンテナとの間各々の各パスのチャネル係数 $h_{m,n,l}$ が推定される(なお、構成の簡単化のために、前段のマルチパス受信信号再生部におけるチャネル係数を用いることも同様に可能である)

。

[0250] さらに、 $N \times L$ 個のマルチパス干渉キャンセル後の受信信号

[0251] [数132]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

は受信アンテナ $n$ 、パス $l$ に対応する逆拡散部に入力され、逆拡散信号 $z_{n,l}^{-}$ を得る。

[0252] 次に、QR分解部416では、チャネル係数からなる下記のチャネル行列を生成し、チャネル行列のQR分解を行って、Q行列およびR行列を $Q^H$ 演算部417に出力する

。

[0253] [数133]

$$\text{チャネル行列 } H = \begin{bmatrix} h_{1,1,1} & h_{2,1,1} & h_{3,1,1} & h_{4,1,1} \\ h_{1,2,1} & h_{2,2,1} & h_{3,2,1} & h_{4,2,1} \\ h_{1,3,1} & h_{2,3,1} & h_{3,3,1} & h_{4,3,1} \\ h_{1,4,1} & h_{2,4,1} & h_{3,4,1} & h_{4,4,1} \\ h_{1,1,2} & h_{2,1,2} & h_{3,1,2} & h_{4,1,2} \\ h_{1,2,2} & h_{2,2,2} & h_{3,2,2} & h_{4,2,2} \\ h_{1,3,2} & h_{2,3,2} & h_{3,3,2} & h_{4,3,2} \\ h_{1,4,2} & h_{2,4,2} & h_{3,4,2} & h_{4,4,2} \end{bmatrix} \quad (M=4, N=4, L=2 \text{ のときの例})$$

$$H = QR$$

上記QR分解部417から出力されるQ行列は(N×L)行×M列のユニタリ行列であり、 $Q^H Q = I$ を満たす。また、R行列はM行×M列の上三角行列となる。したがって、 $Q^H$ 演算部417における演算は、

[0254] [数134]

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = Q^H Z = \begin{bmatrix} q_{1,1,1}^* & q_{1,2,1}^* & q_{1,3,1}^* & q_{1,4,1}^* & q_{1,1,2}^* & q_{1,2,2}^* & q_{1,3,2}^* & q_{1,4,2}^* \\ q_{2,1,1}^* & q_{2,2,1}^* & q_{2,3,1}^* & q_{2,4,1}^* & q_{2,1,2}^* & q_{2,2,2}^* & q_{2,3,2}^* & q_{2,4,2}^* \\ q_{3,1,1}^* & q_{3,2,1}^* & q_{3,3,1}^* & q_{3,4,1}^* & q_{3,1,2}^* & q_{3,2,2}^* & q_{3,3,2}^* & q_{3,4,2}^* \\ q_{4,1,1}^* & q_{4,2,1}^* & q_{4,3,1}^* & q_{4,4,1}^* & q_{4,1,2}^* & q_{4,2,2}^* & q_{4,3,2}^* & q_{4,4,2}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1,1} \\ z_{2,1} \\ z_{3,1} \\ z_{4,1} \\ z_{1,2} \\ z_{2,2} \\ z_{3,2} \\ z_{4,2} \end{bmatrix}$$

$$Q^H (HD + N) = Q^H (QRD + N) = RD + Q^H N = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ 0 & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ 0 & 0 & r_{33} & r_{34} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n'_1 \\ n'_2 \\ n'_3 \\ n'_4 \end{bmatrix}$$

(M = 4, N = 4, L = 2 のときの例)

と記述することができる。

[0255] 送信シンボル候補生成部418は、まず、送信アンテナMに対する送信シンボル $d_{M,j}$ を生成して出力する。変換信号レプリカ生成部419は、送信シンボル $d_{M,j}$ とR行列を入力して変換信号レプリカ

[0256] [数135]

$$\hat{x}_{M,j}$$

を次式にしたがって生成して尤度計算部420に出力する。

[0257] [数136]

$$\hat{x}_{M,i} = \hat{r}_{MM} \cdot d_{M,i}$$

尤度計算部420はまず、 $\hat{x}'_M$  と、  
[0258] [数137]

$$\hat{x}_{M,i}$$

の誤差演算を次式にしたがって行う。  
[0259] [数138]

$$e_{M,i} = \left| x'_M - \hat{x}_{M,i} \right|^2$$

尤度計算部420では、送信アンテナMに対応する生成した送信シンボルとそれに対応する誤差信号とを入力とし、誤差の小さい $S_M$  個の送信アンテナMに対応する送信シンボル系列  
[0260] [数139]

$$d_{M,i(1)} \sim d_{M,i(S_M)}$$

とそのときの誤差  
[0261] [数140]

$$e_{M,i(1)} \sim e_{M,i(S_M)}$$

次に、送信シンボル候補生成部418、送信アンテナM-1に対する送信シンボル  
[0262] [数141]



$$d_{M-1,j}$$

を生成して出力する。

[0263] 変換信号レプリカ生成部419は、送信アンテナMに対応する $S_M$ 個の送信シンボル系列と送信アンテナM-1に対する送信シンボルとからR行列を入力として変換信号レプリカ

[0264] [数142]

$$\hat{x}_{M-1,j_{M-1},j_M}$$

を次式にしたがって生成して出力する。

[0265] [数143]

$$\hat{x}_{M-1,j_{M-1},j_M} = \hat{r}_{(M-1) \times (M-1)} \cdot d_{M-1,j_{M-1}} + \hat{r}_{(M-1) \times M} \cdot d_{M,j_M}$$

尤度計算部420は、次いで、誤差演算を次式により行い、

[0266] [数144]

$$e_{M-1,j_{M-1},j_M} = |x_{M-1} - \hat{x}_{M-1,j_{M-1},j_M}|^2 + e_{M,j_M}$$

誤差の小さい $S_{M-1}$ 個の送信アンテナMと送信アンテナM-1に対応する送信シンボル系列の組み合わせ

[0267] [数145]

$$\{d_{M-1,j_{M-1}(1)}, d_{M,j_M(1)}\} \sim \{d_{M-1,j_{M-1}(S_{M-1})}, d_{M,j_M(S_{M-1})}\}$$

とそのときの誤差

[0268] [数146]

$$e_{M-1, j_M-1(1)j_M(1)} \sim e_{M-1, j_M-1(S_{M-1})j_M(S_{M-1})}$$

を保持する。

[0269] 同様にして、送信シンボル候補生成部418は、送信アンテナmに対する送信シンボル $d_{m, i}$ を生成して出力する。変換信号レプリカ生成部419は、送信アンテナm+1から、送信アンテナMに対応する $S_{m+1}$ 個の送信シンボル系列と送信アンテナmに対する送信シンボルとR行列を入力として変換信号レプリカ

[0270] [数147]

$$\hat{x}_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M}$$

を次式にしたがって生成して出力する。

[0271] [数148]

$$\hat{x}_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M} = \hat{r}_{m, m} \cdot d_{m, j_m} + \hat{r}_{m, (m+1)} \cdot d_{m, j_{m+1}} + \dots + \hat{r}_{m, M} \cdot d_{m, j_M}$$

尤度計算部420は、誤差演算を次式にしたがって行い、

[0272] [数149]

$$e_{m, j_m, \dots, j_{M-1}, j_M} = \left| x'_m - \hat{x}_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M} \right|^2 + e_{m+1, j_{m+1}, j_{m+2}, \dots, j_M}$$

誤差の小さい $S_m$ 個の送信アンテナMから送信アンテナmに対応する送信シンボル系列の組み合わせ

[0273] [数150]

$$\{d_{m,j_m(1)}, d_{m+1,j_{m+1}(1)}, \dots, d_{M,j_M(1)}\} \sim \{d_{m,j_m(S_m)}, d_{m+1,j_{m+1}(S_m)}, \dots, d_{M,j_M(S_m)}\}$$

とそのときの誤差

[0274] [数151]

$$e_{m,j_m(1),j_{m+1}(1),\dots,j_M(1)} \sim e_{m,j_m(S_m),j_{m+1}(S_m),\dots,j_M(S_m)}$$

を保持する。

[0275] 以上の操作を繰り返すことにより、得られた $C \cdot S_2$ 個の全送信アンテナに対応する送信シンボル系列の組み合わせ

[0276] [数152]

$$\{d_{1,j_1(j)}, d_{2,j_2(j)}, \dots, d_{M,j_M(j)}\}$$

とそのときの誤差

[0277] [数153]

$$e_{m,j_1(j),j_2(j),\dots,j_M(j)}$$

を得る。

[0278] 送信系列推定部421では、各送信アンテナに対応する、生き残り送信シンボルとそれに対応する誤差信号とを入力とし、送信シンボル系列によって送信されたビットに対する尤度 $\lambda_i$ を出力する。なお、誤差信号に基づいたビット尤度の計算法は、既存のいかなる方法も適用可能である。

[0279] 上述したビット尤度はチャネル復号器(例えば、ターボ復号器)等に入力されて最終的に情報ビット系列が復元される。

[0280] 以上のように、第2の実施形態に係る復調部の構成(図10)は、図9において説明

した第1の実施形態の復調部の構成に比較にして、若干のビット尤度の推定精度の劣化を許容すれば、誤差演算の回数を $C^M$ 回から

[0281] [数154]

$$C + \sum_{m=1}^{M-1} CS_{m+1}$$

回に大幅に低減することが可能であり、受信装置の複雑さを大幅に低減することが可能となる。

[0282] 図11は、本発明の実施形態に係る復調部の第3の実施形態を示す構成例図である。本実施形態では、復調部は、復調アルゴリズムとしてパス毎に処理を行うMLDを用いる。

[0283] 同図において、この復調部500は、チャネル係数推定部511と、 $N \times L$ 個の逆拡散部512〜515と、 $L$ 個のQR分解部516、517と、 $L$ 個の $Q^H$ 演算部518、519と、送信シンボル候補生成部520と、変換信号レプリカ生成部521と、尤度計算部522と、送信系列推定部523とから構成される。なお、構成要素が複数有る場合には、末尾に連番を付すものとして図示した。

[0284] 上記のように構成された復調部500の動作について以下説明する。

[0285] 復調部500に入力される入力信号は、 $N \times L$ 個のマルチパス干渉キャンセル後の受信信号

[0286] [数155]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

であり、チャネル係数推定部511において、受信アンテナと送信アンテナとの間各々の各パスのチャネル係数 $h_{m,n,l}$ が推定される(なお、構成の簡単化のために、前段のマルチパス受信信号再生部におけるチャネル係数を用いることも同様に可能である)。

[0287] さらに、 $N \times L$ 個のマルチパス干渉キャンセル後の受信信号

[0288] [数156]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

は受信アンテナ $n$ 、パス $l$ に対応する逆拡散部に入力され、逆拡散信号 $z'_{n,l}$ を得る。

[0289] 次に、第 $l$ 番目のQR分解部では、第 $l$ 番目のパスのチャネル係数からなる下記のチャネル行列をパス数分生成し、それぞれ、チャネル行列のQR分解を行って、Q行列およびR行列を出力する。

[0290] [数157]

$$\text{チャネル行列 } H_l = \begin{bmatrix} h_{1,1,l} & h_{2,1,l} & h_{3,1,l} & h_{4,1,l} \\ h_{1,2,l} & h_{2,2,l} & h_{3,2,l} & h_{4,2,l} \\ h_{1,3,l} & h_{2,3,l} & h_{3,3,l} & h_{4,3,l} \\ h_{1,4,l} & h_{2,4,l} & h_{3,4,l} & h_{4,4,l} \end{bmatrix} \quad (M=4, N=4 \text{ ときの例})$$

$$H_l = Q_l R_l$$

上記QR分解部から出力される $Q_l$ 行列は、 $N$ 行 $\times$  $M$ 列のユニタリ行列であり、 $Q_l^H Q_l = I$ を満たす。ここで、 $H$ は共役複素転置を表し、 $I$ は単位行列を表す。また、 $R_l$ 行列は、 $M$ 行 $\times$  $M$ 列の上三角行列となる。

[0291] したがって、第 $l$ 番目の $Q^H$ 演算部における演算は、

[0292] [数158]

$$X_i = \begin{bmatrix} x'_1 \\ x'_2 \\ x'_3 \\ x'_4 \end{bmatrix} = Q_i^H Z_i = \begin{bmatrix} q_{1,1,i} & q_{1,2,i} & q_{1,3,i} & q_{1,4,i} \\ q_{2,1,i} & q_{2,2,i} & q_{2,3,i} & q_{2,4,i} \\ q_{3,1,i} & q_{3,2,i} & q_{3,3,i} & q_{3,4,i} \\ q_{4,1,i} & q_{4,2,i} & q_{4,3,i} & q_{4,4,i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{1,i} \\ z_{2,i} \\ z_{3,i} \\ z_{4,i} \end{bmatrix}$$

$$Q_i^H (H_i D + N) = Q_i^H (Q_i R_i D + N) = R_i D + Q_i^H N = \begin{bmatrix} r_{11,i} & r_{12,i} & r_{13,i} & r_{14,i} \\ 0 & r_{22,i} & r_{23,i} & r_{24,i} \\ 0 & 0 & r_{33,i} & r_{34,i} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44,i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_i \\ d_i \\ d_i \\ d_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n'_{1,i} \\ n'_{2,i} \\ n'_{3,i} \\ n'_{4,i} \end{bmatrix}$$

(M = 4、N = 4 のときの例)

と記述することができる。

[0293] 送信シンボル候補生成部520は、まず、送信アンテナMに対する送信シンボル $d_{M,i}$ を生成して変換信号レプリカ生成部521に出力する。変換信号レプリカ生成部521は、送信シンボル $d_{M,i}$ と、 $R_i$ 行列を入力して、変換信号レプリカ

[0294] [数159]

$$\hat{x}_{M,j}$$

を次式にしたがって生成して出力する。

[0295] [数160]

$$\hat{x}_{M,j} = \hat{r}_{MM,i} \cdot d_{M,j}$$

尤度計算部522は、まず、 $\hat{x}_{M,1}$ と

[0296] [数161]

$$\hat{x}_{M,j}$$

を用い、次式にしたがって誤差演算を行う。

[0297] [数162]

$$e_{M,i} = \sum_{l=1}^L |x'_{m,l} - x_{M,j,l}|^2$$

尤度計算部522は、誤差演算を行った後、送信アンテナMに対応する生成した送信シンボルとそれに対応する誤差信号とを入力とし、誤差の小さい $S_M$ 個の送信アンテナMに対応する送信シンボル系列

[0298] [数163]

$$d_{M,j(1)} \sim d_{M,j(S_M)}$$

とそのときの誤差

[0299] [数164]

$$e_{M,j(1)} \sim e_{M,j(S_M)}$$

を保持する。

[0300] 次に、送信シンボル候補生成部520は、送信アンテナM-1に対する送信シンボル $d_{M-1,i}$ を生成して出力する。

[0301] 変換信号レプリカ生成部521は、送信アンテナMに対応する $S_M$ 個の送信シンボル系列と送信アンテナM-1に対する送信シンボルとからR行列を入力として変換信号レプリカ

[0302] [数165]

$$\hat{x}_{M-1,j_{M-1},j_M}$$

を

を次式にしたがって生成して出力する。

[0303] [数166]

$$\hat{x}_{M-1,j_{M-1},j_M} = \hat{r}_{(M-1)(M-1),j} \cdot d_{M-1,j_{M-1}} + \hat{r}_{(M-1)M,j} \cdot d_{M,j_M}$$

尤度計算部522は、次いで、誤差演算を次式により行い、

[0304] [数167]

$$e_{M-1,j_{M-1},j_M} = \sum_{l=1}^L \left| x'_{M-1} - \hat{x}_{M-1,j_{M-1},j_M} \right|^2 + e_{M,j_M}$$

誤差の小さい $S_{M-1}$ 個の送信アンテナMと送信アンテナM-1に対応する送信シンボル系列の組み合わせ

[0305] [数168]

$$\{d_{M-1,j_{M-1}(1)}, d_{M,j_M(1)}\} \sim \{d_{M-1,j_{M-1}(S_{M-1})}, d_{M,j_M(S_{M-1})}\}$$

とそのときの誤差

[0306] [数169]

$$e_{M-1,j_{M-1}(1),j_M(1)} \sim e_{M-1,j_{M-1}(S_{M-1}),j_M(S_{M-1})}$$

を保持する。

[0307] 同様にして、送信シンボル候補生成部520は、送信アンテナmに対する送信シンボル $d_{m,i}$ を生成して出力する。変換信号レプリカ生成部521は、送信アンテナm+1から、送信アンテナMに対応する $S_{m+1}$ 個の送信シンボル系列と送信アンテナmに対する送信シンボルとR行列を入力として変換信号レプリカ

[0308] [数170]



$$\hat{x}_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M}$$

を次式にしたがって生成して出力する。

[0309] [数171]

$$\hat{x}_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M} = \hat{r}_{m, j_m} \cdot d_{m, j_m} + \hat{r}_{m, (m+1), j_{m+1}} \cdot d_{m, j_{m+1}} + \dots + \hat{r}_{m, j_M} \cdot d_{m, j_M}$$

尤度計算部522は、誤差演算を次式にしたがって行い、

[0310] [数172]

$$e_{m, j_m, \dots, j_{M-1}, j_M} = \sum_{l=1}^L \left| x'_{m, l} - \hat{x}_{m, j_m, j_{m+1}, \dots, j_M} \right|^2 + e_{m+1, j_{m+1}, j_{m+2}, \dots, j_M}$$

誤差の小さい $S_m$  個の送信アンテナMから送信アンテナmに対応する送信シンボル系列の組み合わせ

[0311] [数173]

$$\{d_{m, j_m(1)}, d_{m+1, j_{m+1}(1)}, \dots, d_{M, j_M(1)}\} \sim \{d_{m, j_m(S_m)}, d_{m+1, j_{m+1}(S_m)}, \dots, d_{M, j_M(S_m)}\}$$

とそのときの誤差

[0312] [数174]

$$e_{m, j_m(1), j_{m+1}(1), \dots, j_M(1)} \sim e_{m, j_m(S_m), j_{m+1}(S_m), \dots, j_M(S_m)}$$

を保持する。

[0313] 以上の操作を繰り返すことにより、得られた $C \cdot S_m$  個の全送信アンテナに対応する送信シンボル系列の組み合わせ

[0314] [数175]

$$\{d_{1,j_1(j)}, d_{2,j_2(j)}, \dots, d_{M,j_M(j)}\}$$

とそのときの誤差

[0315] [数176]

$$e_{m,j_1(j),j_2(j),\dots,j_M(j)}$$

を得る。

[0316] 送信系列推定部523では、L個の尤度計算部から得られた各送信アンテナに対応する、生き残り送信シンボルとそれに対応する誤差信号とを入力とし、L個の誤差信号の和から、送信シンボル系列によって送信されたビットに対する尤度 $\lambda_i$ を出力する。なお、誤差信号に基づいたビット尤度の計算法は、既存のいかなる方法も適用可能である。

[0317] 上述したビット尤度は、チャネル復号器(例えば、ターボ復号器)等に入力されて最終的に情報ビット系列が復元される。

[0318] 以上のように、第3の実施形態に係る復調部の構成(図11)は、図9において説明した第1の実施形態の復調部の構成に比較にして、若干のビット尤度の推定精度の劣化を許容すれば、誤差演算の回数を $C^M$ 回から

[0319] [数177]

$$C + \sum_{m=1}^{M-1} C S_{m+1}$$

回に大幅に低減することが可能であり、受信装置の複雑さを大幅に低減することが可能となる。

[0320] 図12は、本発明の実施形態に係る受信装置の第3の実施形態を示す構成図である。本実施の形態による無線通信システムにおいては、送信装置(図示省略)におい

て、送信データビット系列をM本の送信系列にシリアル・パラレル変換し、同一の周波数帯かつ同一の拡散符号群を用いてデータ変調を行い、M本の送信アンテナから $N_{\text{code}}$ 本のマルチコードチャンネルで同時に送信される場合を示している。

[0321] 本実施形態に係る受信装置600では、ステージ数分の各コードチャンネル(本例では、コードチャンネル1、2)に対応するマルチパス受信信号再生部611〜614と、各コードチャンネルに対応する復調部621、622を用意し、マルチパス干渉キャンセル部615〜618を介して接続される。

本実施形態では、初段の各コードチャンネルに対応するマルチパス受信信号再生部611、612への入力信号は、N本の受信アンテナ(ここでは、N=2の例を示している)で受信された受信信号 $r_n(t)$ であり、マルチパス受信信号再生部611、612は、それぞれ当該コードチャンネルの各送信アンテナからの受信パス毎の再生受信信号系列

[0322] [数178]

$$\hat{I}_{m,n,l,k}^{(p)}(t) = \hat{h}_{m,n,l(t)} \cdot \tilde{d}_m^{(p)}(t) \cdot c_k(t - \tau_l)$$

(kはコード番号で、

[0323] [数179]

$$1 \leq k \leq N_{\text{code}} c_k(t)$$

はコードチャンネルkの拡散符号を表す)を出力する。

[0324] N個のマルチパス干渉キャンセル部(本例では、N=2)615、616には、受信信号 $r_n(t)$ と全コードチャンネル再生受信信号系列

[0325] [数180]

$$\hat{I}_{m,n,l,k}^{(p)}(t)$$

とが加算器631〜634により加算(合成)されて入力され、マルチパス干渉キャンセル後の受信信号

[0326] [数181]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

を次式にしたがって生成する。

[0327] [数182]

$$r_{n,l}^{(p)}(t) = r_n(t) - \sum_{m=1}^M \sum_{l'=1}^L \sum_{k=1}^{N_{code}} \hat{r}_{m,n,l',k}^{(p-1)}(t)$$

第2段の各コードチャネルに対応するマルチパス受信信号再生部613、614への入力信号は、マルチパス干渉キャンセル後の受信信号

[0328] [数183]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

となり、以上の操作をステージ数だけ繰り返して、最終的なマルチパス干渉キャンセル後の受信信号

[0329] [数184]

$$r_{n,l}^{(p)}(t)$$

が生成される。

[0330] このようにして生成されたマルチパス干渉キャンセル後の受信信号

[0331] [数185]

$$r_{n,j}^{(p)}(t)$$

は各コードチャネルに対応する復調部621、622に入力され、各コードチャネルにおける送信シンボル系列によって送信されたビットに対する尤度が出力される。

[0332] 次に、本発明について具体的に計算機シミュレーションを行った例を、図13を用いて説明する。同図は、従来のMLDと2次元MMSEおよび本発明による受信装置の復調方法を用いた場合の受信アンテナ当たりの平均受信 $E_b/N_0$  (情報1ビット当りの信号エネルギーに対する雑音電力密度)に対するスループット特性を計算機シミュレーションにより評価した場合の結果を示す図である。

[0333] 本シミュレーションでは、受信装置のマルチパス受信信号再生部を、2ステージで構成し、第1ステージでは、図2の構成を、第2ステージでは図4の構成を用いるものとした。また、マルチパスとして平均受信電力が等しい2パスモデルを仮定した。拡散率は16であり、15コードチャネルを符号多重している(実効的な拡散率は15/16である)。図中Rはターボ符号化を用いたチャネル符号化の符号化率を表し、実線は、本発明法による特性(QR-MLD with 2-stage MPIC)を、点線は従来におけるMMSEの特性を、×印は従来におけるMLDの特性を示している。また、●、○はQPSK変調を用いたMIMO多重(4送信アンテナ、4受信アンテナ)の受信アンテナ当たりの平均受信 $E_b/N_0$ を、■、□は16QAM変調を用いたMIMO多重の受信アンテナ当たりの平均受信 $E_b/N_0$ 特性をそれぞれ表している。

[0334] 同図により、本発明の受信装置の構成を用いることで、従来の信号分離法を用いる場合に比較して、大幅にあるスループットを得るために必要な平均受信電力 $E_b/N_0$ を低減できていることがわかるが、これは、本発明の受信装置の構成を用いることでより大幅に少ない送信電力で従来と同じスループットを実現できることを示している。換言すれば、同じ送信電力であれば従来よりも大幅にスループットを増大できることを示している。

[0335] 以上説明してきたように、本発明によれば、CDMA方式において情報ビットレートを増大するために複数の送信アンテナから異なるデータを同時送信するMIMO多

重を適用したときに、マルチパス干渉を低減し、異なる送信アンテナから送信された信号の高精度な分離を実現することができる。その結果、マルチパスフェージング環境における、受信ビット誤り率・受信パケット誤り率の低減、並びにスループット(誤り無く伝送できる情報ビットの伝送レート)を大幅に向上させることができる。

[0336] 上記各実施形態では、マルチパス受信信号再生部に、MMSEやMLDなどのアルゴリズム(例えば、アルゴリズムを記述したプログラム)が採用される場合を例示したが、より好ましくは、実用性の範囲の演算量で高精度な信号分離を実現可能とするQR-MLDアルゴリズムを採用するとよい。

[0337] また、上記各実施形態では、無線通信システムで用いられる受信装置を適用したが、当該受信装置を、移動通信システムで用いている基地局において適用することも勿論可能である。また、無線回線や有線回線を介して上記アルゴリズムを選択的にダウンロードし、無線設備の特性を変化させる、いわゆるソフトウェア無線基地局を本発明に適用することも可能である。

#### 産業上の利用可能性

[0338] 本発明は、複数アンテナを用いて信号の復調を行う無線通信システムに適用可能である。

## 請求の範囲

- [1] CDMA方式を用いて信号の受信を行う受信装置において、  
M本(Mは、正の整数)の送信アンテナから送信された送信信号を、N本(Nは、正の整数)の受信アンテナにより受信する受信装置であって、  
各受信アンテナで受信した受信信号を1次復調して各送信アンテナからの送信信号を推定し、推定結果に基づいてマルチパス環境における受信アンテナ毎の各パスの受信信号を再生するマルチパス受信信号再生手段と、  
前記各受信アンテナで受信した受信信号から着目するパス以外のパスの前記再生受信信号を減じるマルチパス干渉キャンセル手段と、  
前記減じた信号を用いて2次復調を行う復調手段と、  
を備えることを特徴とする受信装置。
- [2] 請求項1に記載の受信装置であって、  
前記マルチパス受信信号再生手段は、前記1次復調を、最小平均自乗誤差法(MMSE: Minimum Mean Square Error)を用いて実行することを特徴とする受信装置。
- [3] 請求項1に記載の受信装置であって、  
前記マルチパス受信信号再生手段は、前記1次復調を、最尤検出法(MLD: Maximum Likelihood Detention)を用いて実行することを特徴とする受信装置。
- [4] 請求項1に記載の受信装置であって、  
前記マルチパス受信信号再生手段は、QR分解を利用した最尤検出法を用いて複数パスを一括して前記1次復調を実行することを特徴とする受信装置。
- [5] 請求項1に記載の受信装置であって、  
前記マルチパス受信信号再生手段は、QR分解を利用した最尤検出法を用いてパス毎に前記1次復調を実行することを特徴とする受信装置。
- [6] 請求項2に記載の受信装置であって、  
前記マルチパス受信信号再生手段は、請求項2に記載の方法を用いて推定される送信シンボル系列の確からしさに基づいて、受信信号の振幅を制御することを特徴とする受信装置。
- [7] 請求項2に記載の受信装置であって、

前記マルチパス受信信号再生手段は、前記M本の送信アンテナから送信される既知のパイロット信号を用いてチャネル係数を推定することを特徴とする受信装置。

[8] 請求項2に記載の受信装置であって、

所定数の前記マルチパス受信信号再生手段及び前記マルチパス干渉キャンセル手段を多段接続することを特徴とする受信装置。

[9] 請求項8に記載の受信装置であって、

前記マルチパス受信信号再生手段が多段接続される場合に、各段において、前記マルチパス干渉キャンセル手段により減じられた信号を用いて、前記M本の送信アンテナから送信される既知のパイロット信号に基づいて推定されるチャネル係数推定値の更新を行うことを特徴とする受信装置。

[10] 請求項1に記載の受信装置であって、

前記復調手段は、最尤検出法を用いて2次復調を行うことを特徴とする受信装置。

[11] 請求項1に記載の受信装置であって、

前記復調手段は、QR分解を利用した最尤検出法を用いて複数パスを一括して2次復調を行うことを特徴とする受信装置。

[12] 請求項1に記載の受信装置であって、

前記復調手段は、QR分解を利用した最尤検出法を用いてパス毎に2次復調を行うことを特徴とする受信装置。

[13] 請求項1に記載の受信装置であって、

前記M本の送信アンテナから符号多重された送信信号が送信されたときに、  
前記マルチパス受信信号再生手段は、各受信アンテナで受信した受信信号を1次復調して拡散符号毎に受信アンテナ毎の各パスの受信信号を再生し、  
前記マルチパス干渉キャンセル手段は、前記各受信アンテナで受信した受信信号から着目するパス以外のパスの全ての拡散符号に対応する前記再生受信信号を減じた信号を生成し、

前記復調手段は、前記減じた信号を用いて拡散符号毎に2次復調を行うことを特徴とする受信装置。

[14] CDMA方式を用いて信号の受信を行う受信装置において、



M本(Mは、正の整数)の送信アンテナから送信された送信信号を、N本(Nは、正の整数)の受信アンテナにより受信する受信装置の受信方法であって、

各受信アンテナで受信した受信信号を入力し、所定のアルゴリズムを用いて各送信アンテナからの送信信号を推定し、

前記推定された送信信号と、既知のパイロット信号に基づいて推定されるチャネル推定値とを乗算することにより、マルチパス環境における受信アンテナ毎の各パスの受信信号を再生し、

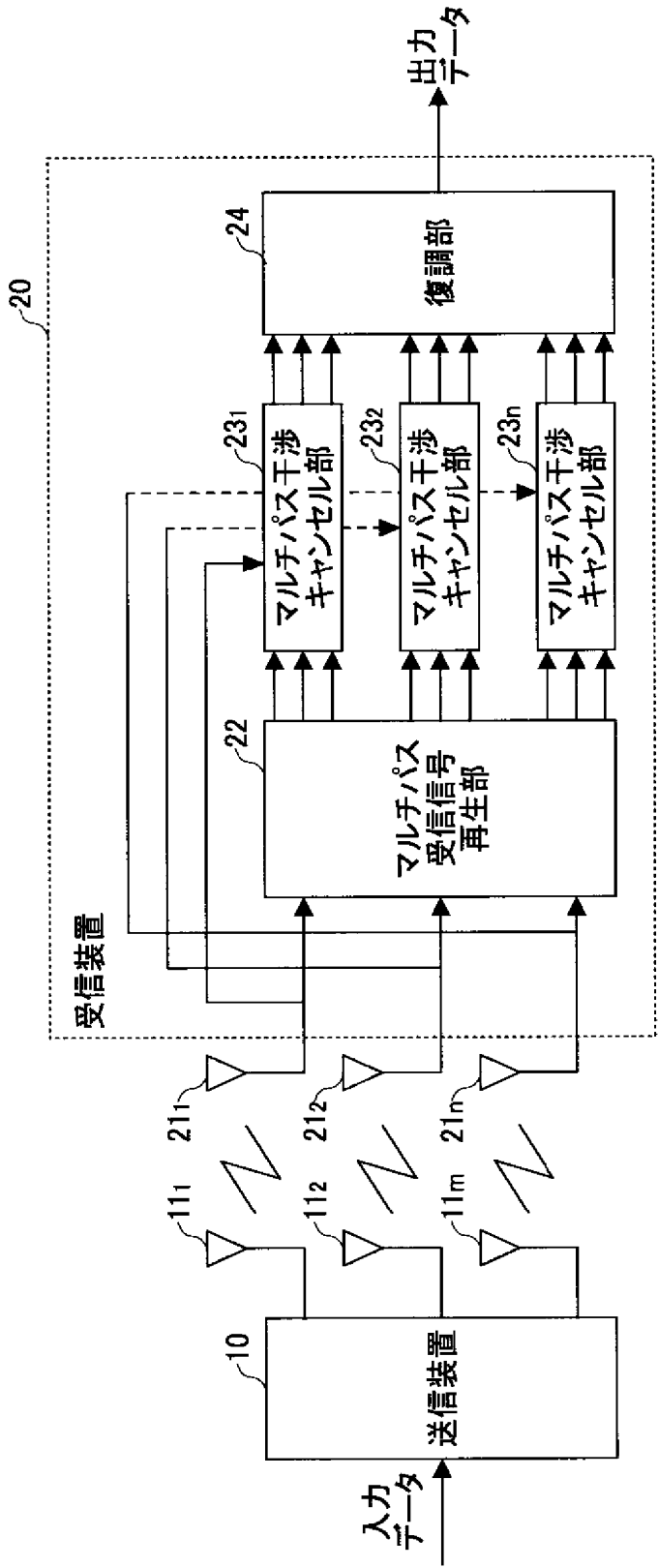
前記各受信アンテナで受信した受信信号から着目するパス以外のパスの前記再生受信信号を減算し、

前記減算した信号を用いて復調を行うことを特徴とする受信方法。

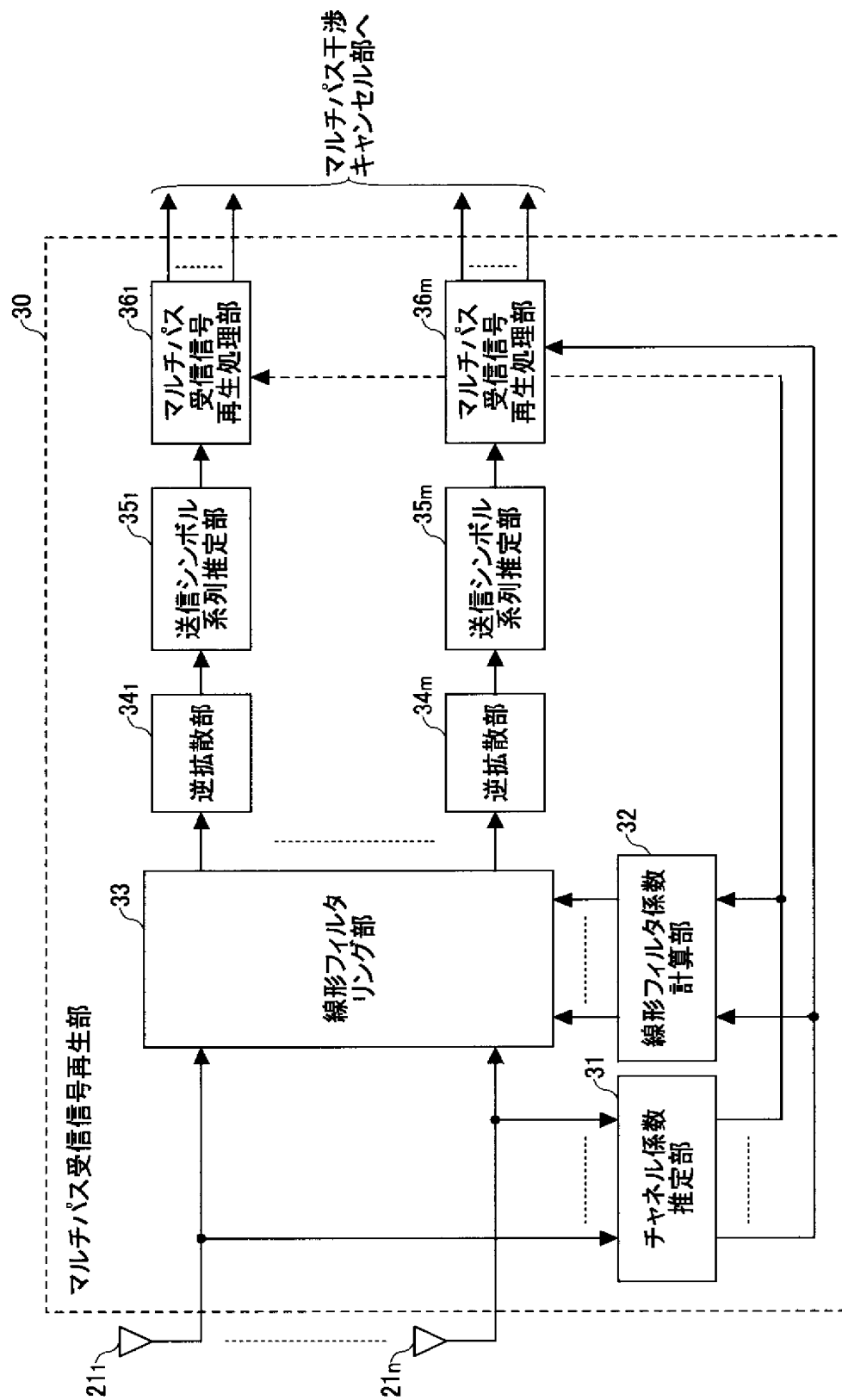
- [15] M本(Mは、正の整数)の送信アンテナを備え、各送信アンテナからCDMA信号を送信する送信装置と、請求項1に記載の受信装置と、を備えることを特徴とする無線通信システム。

[図1]

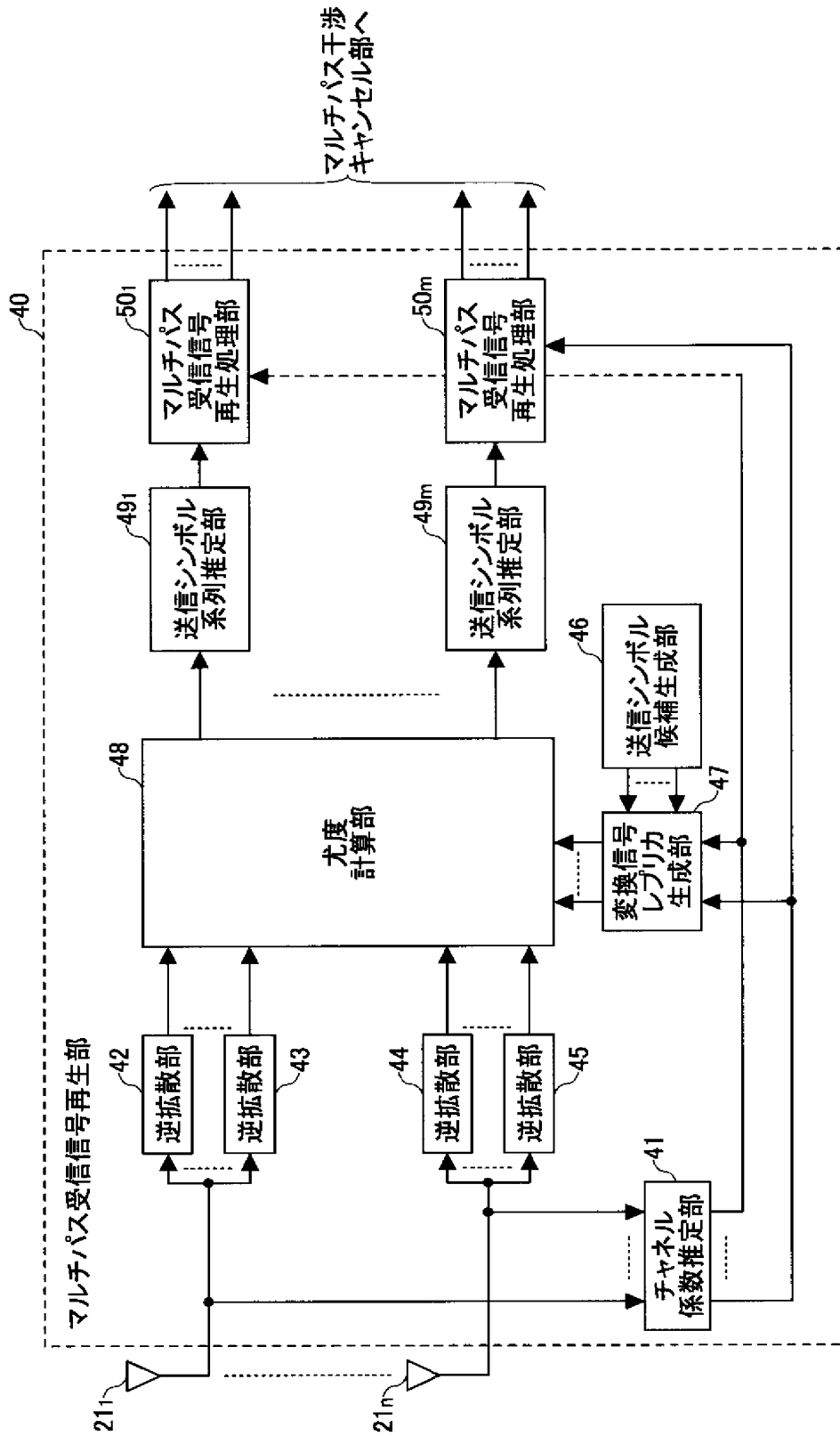
1



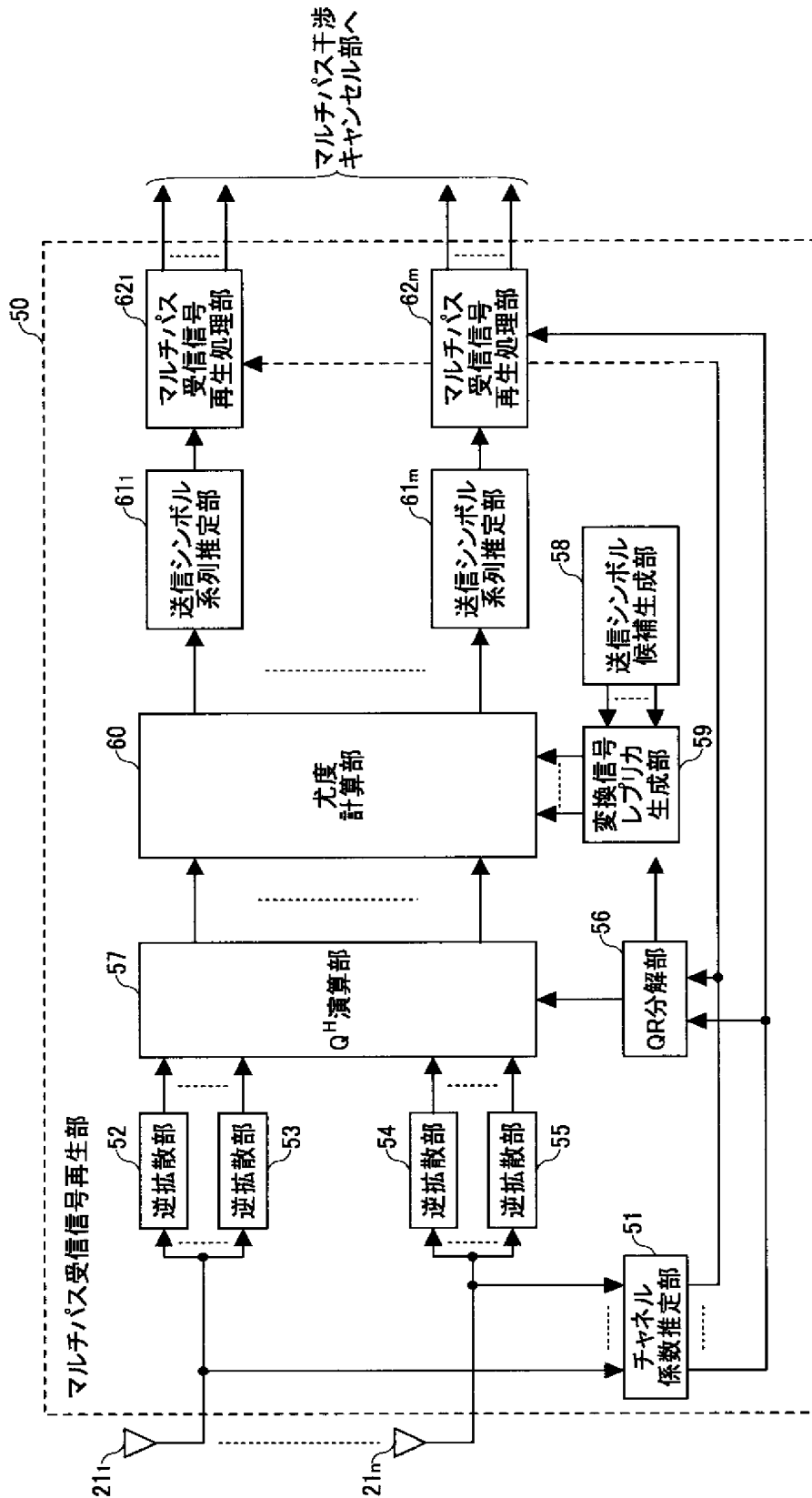
[図2]



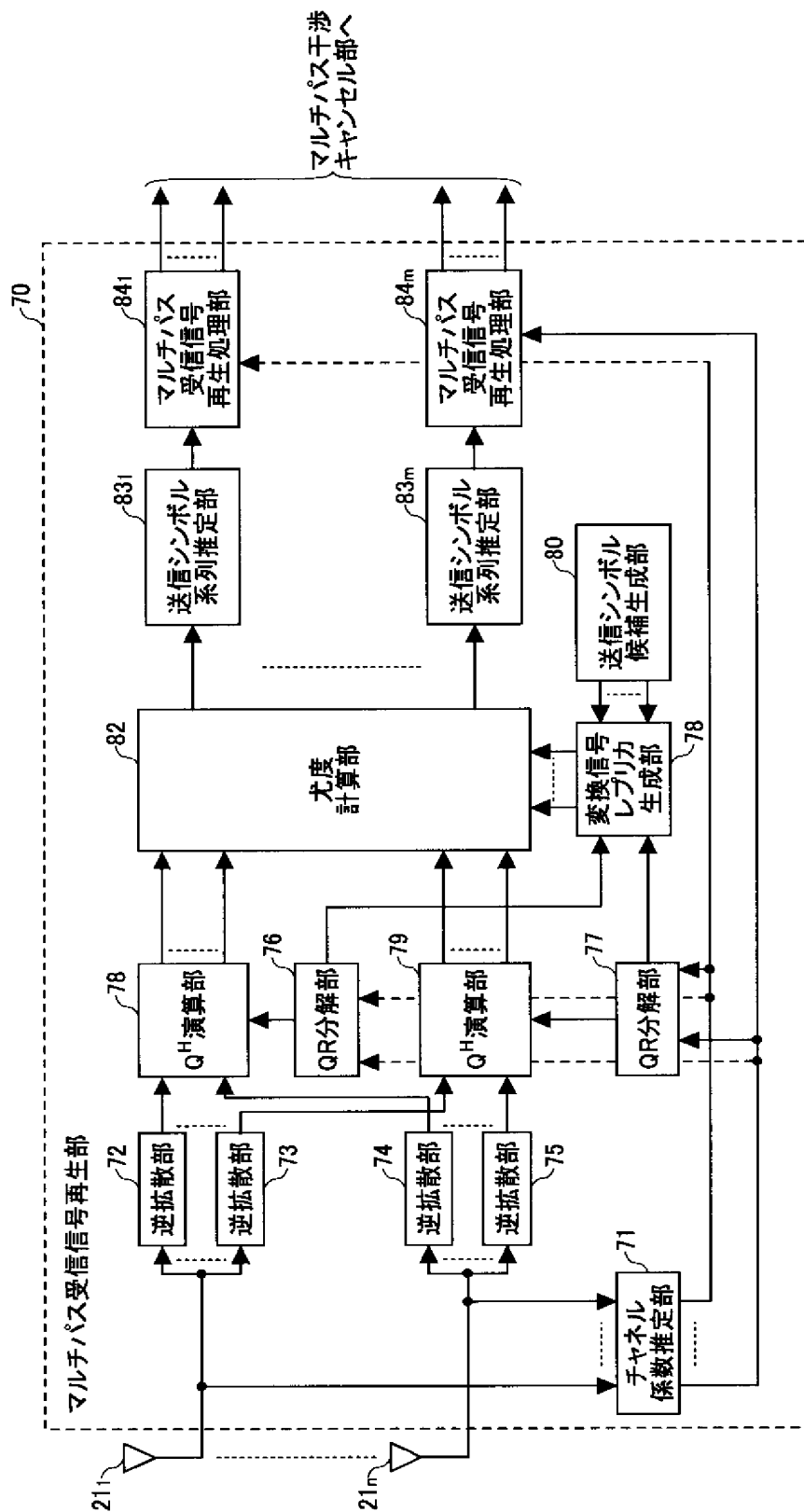
[図3]



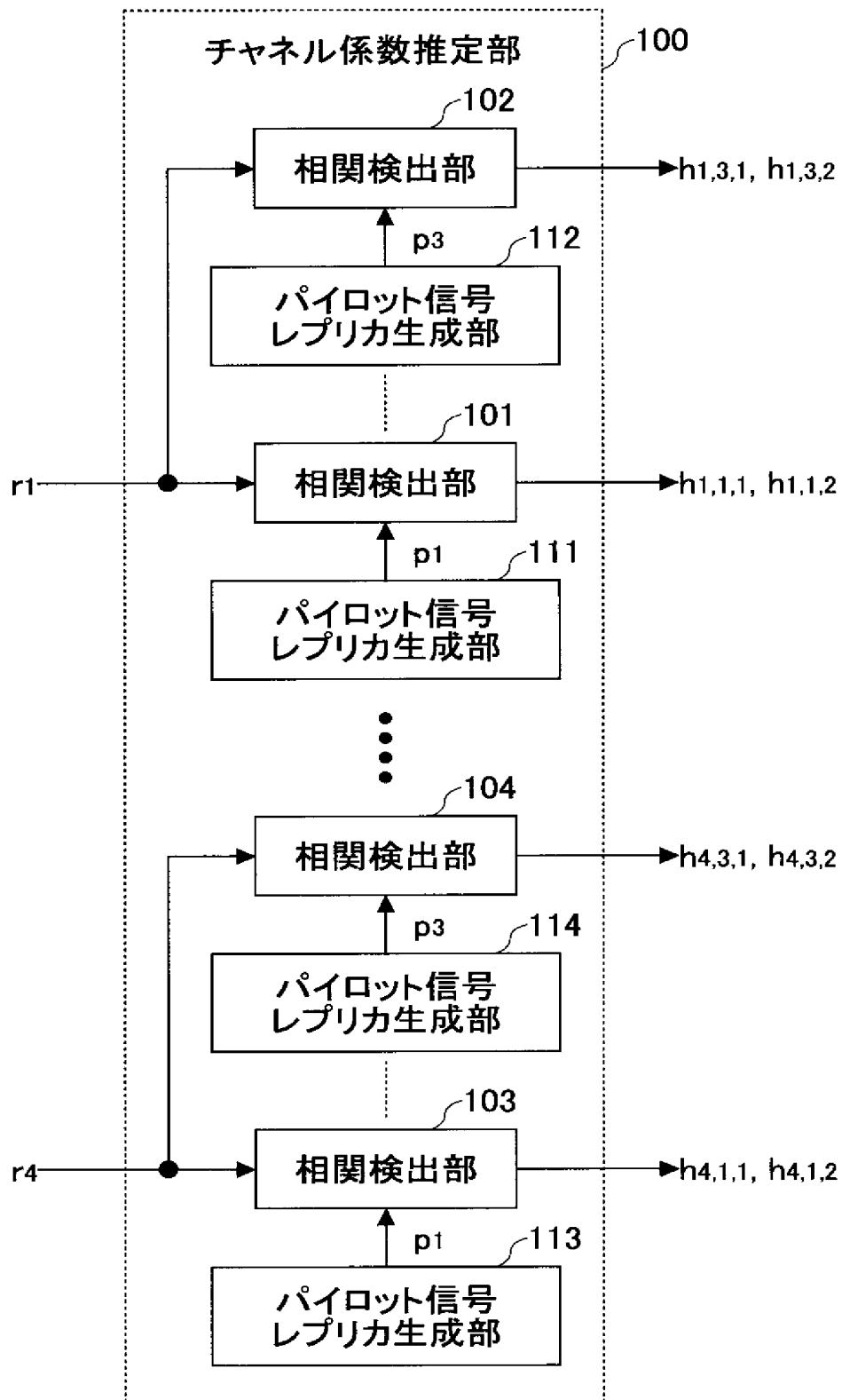
[図4]



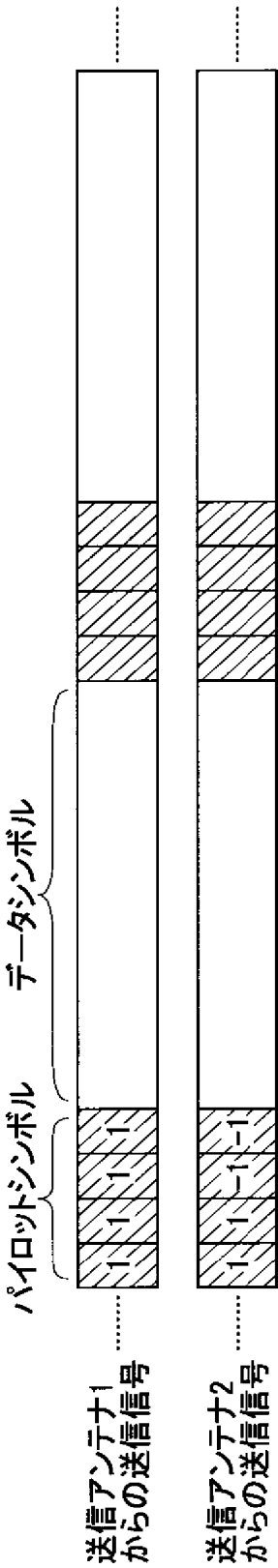
[図5]



[図6]

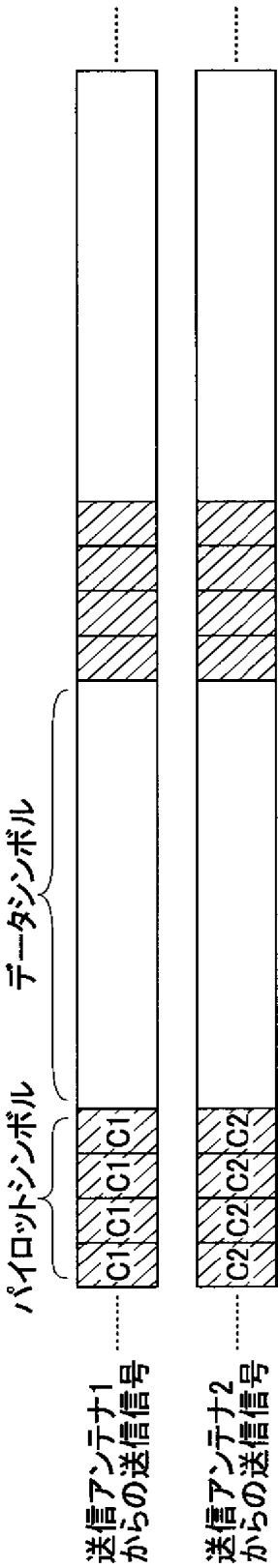


[図7A]

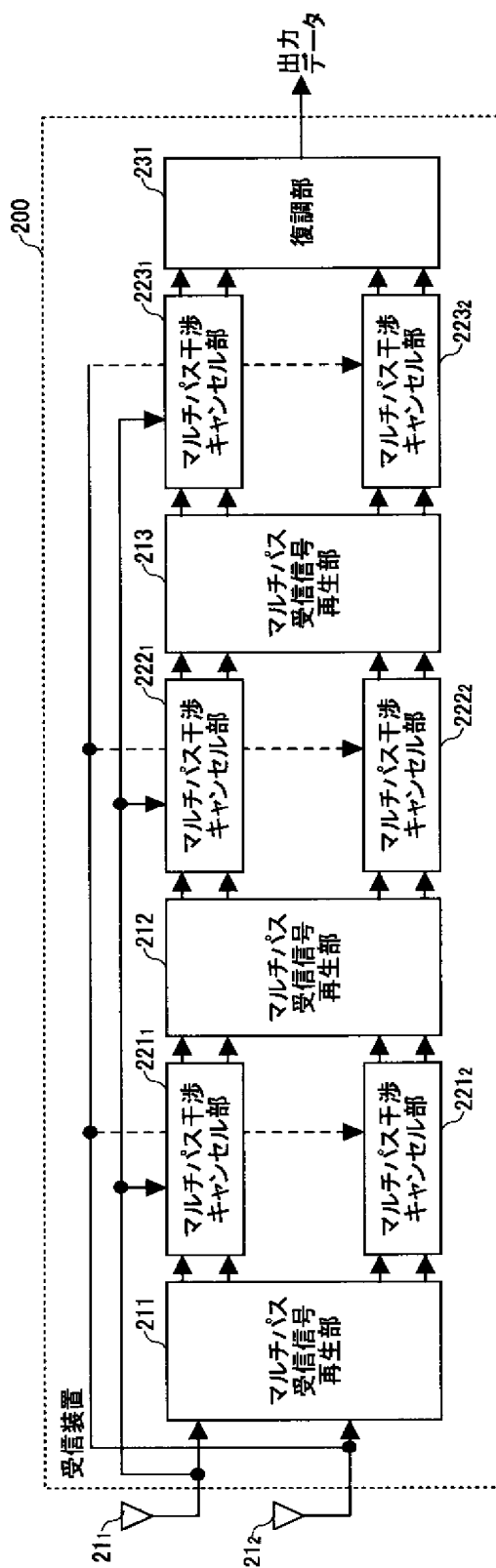




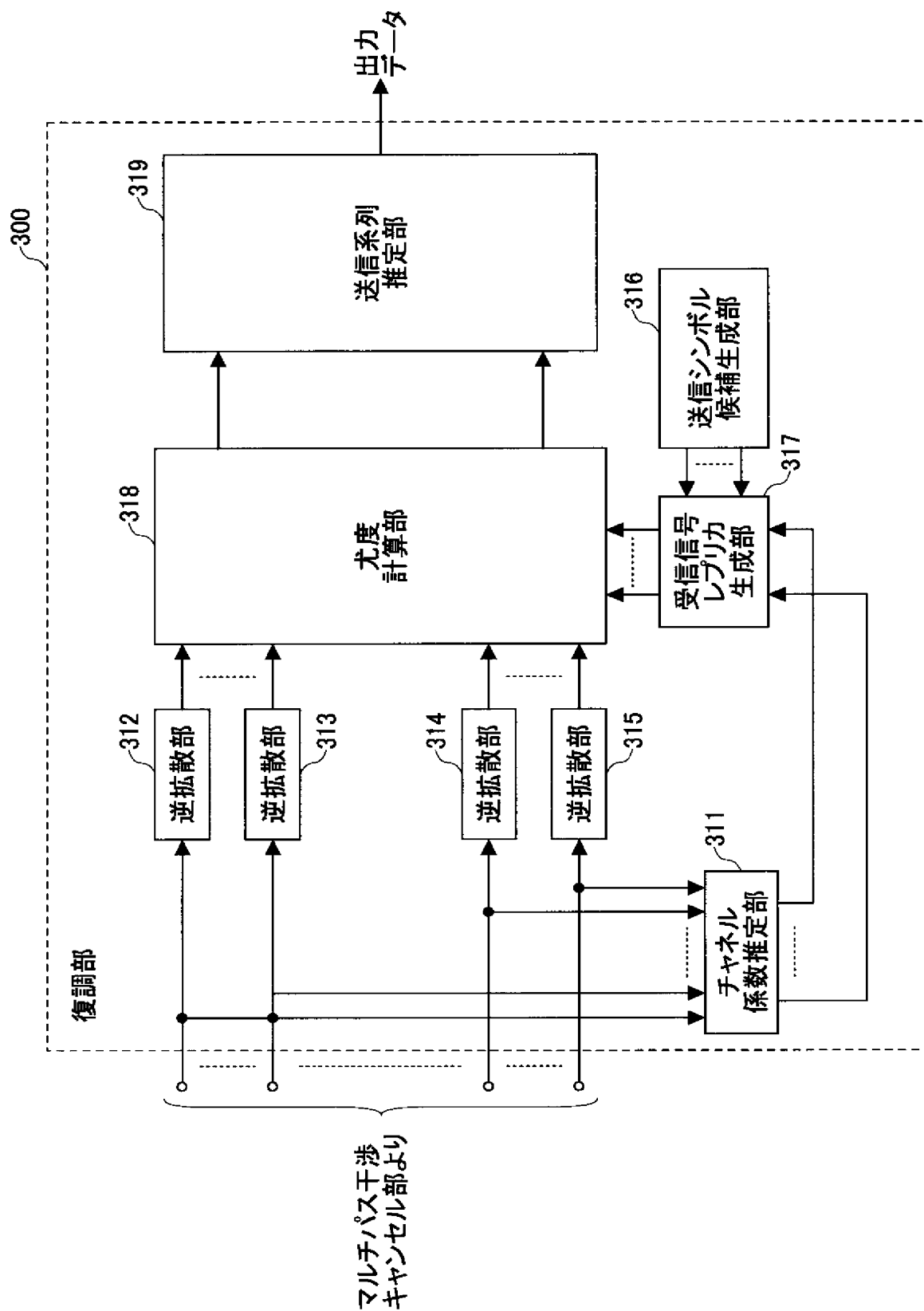
[図7B]



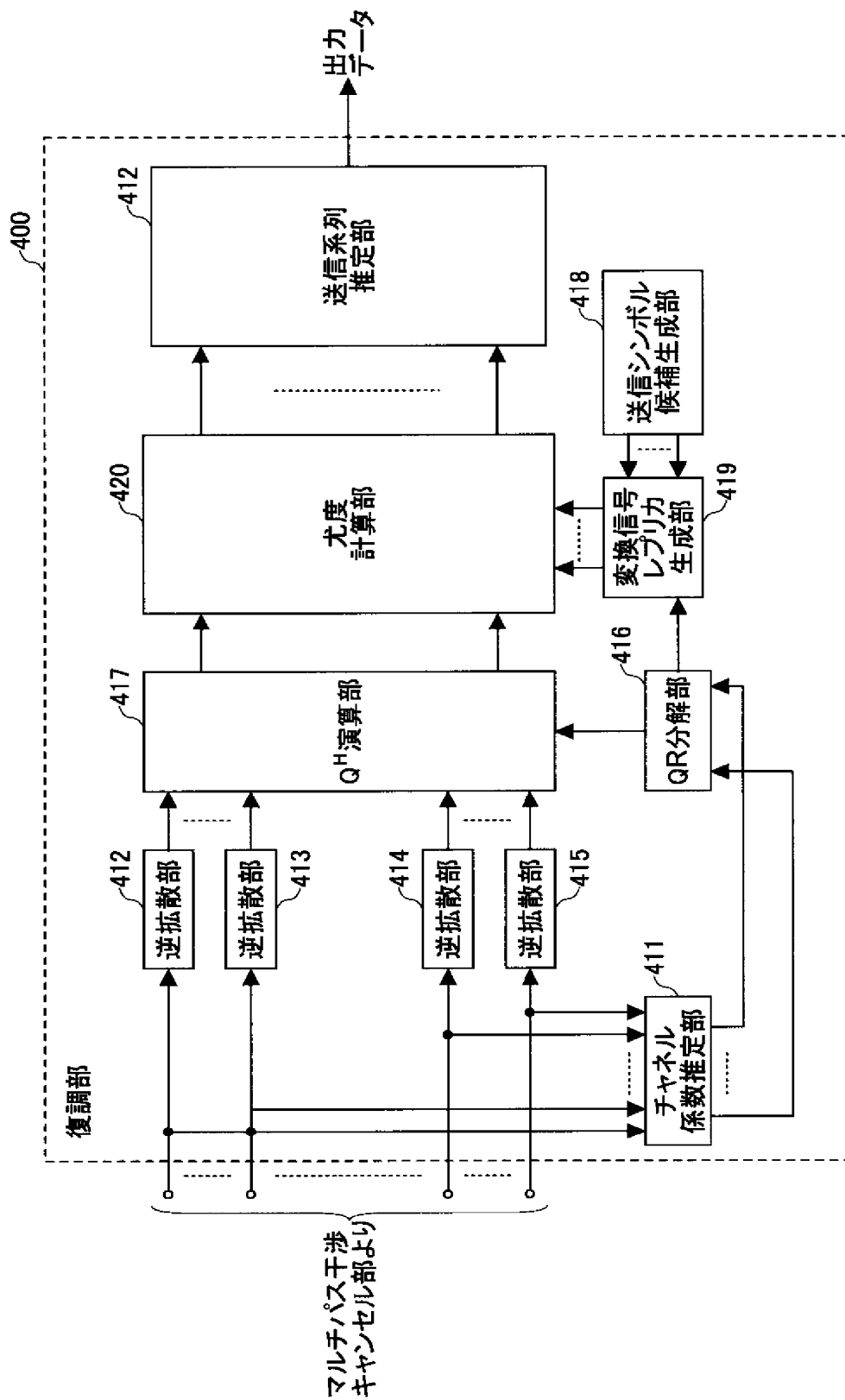
[図8]



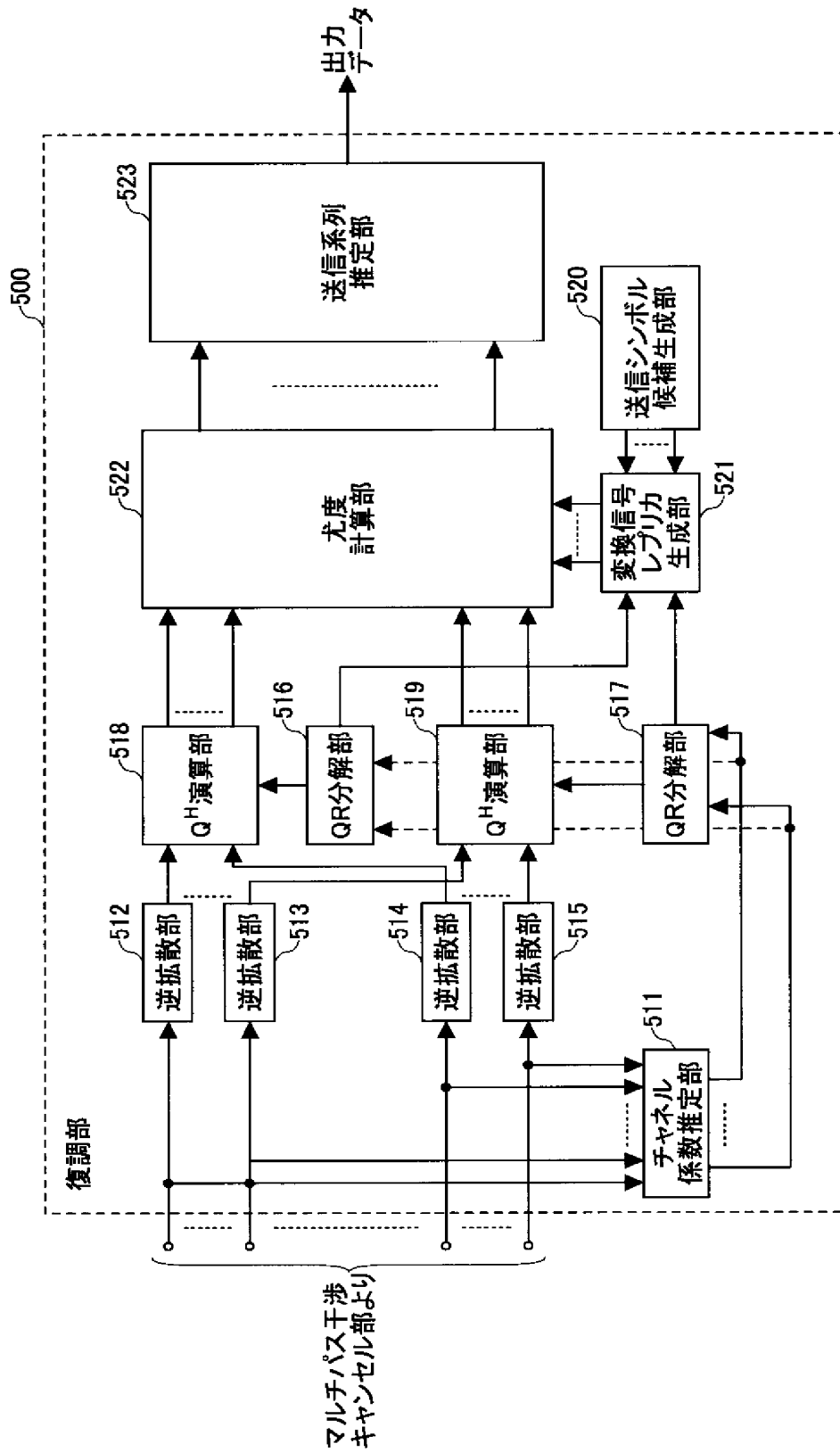
[図9]



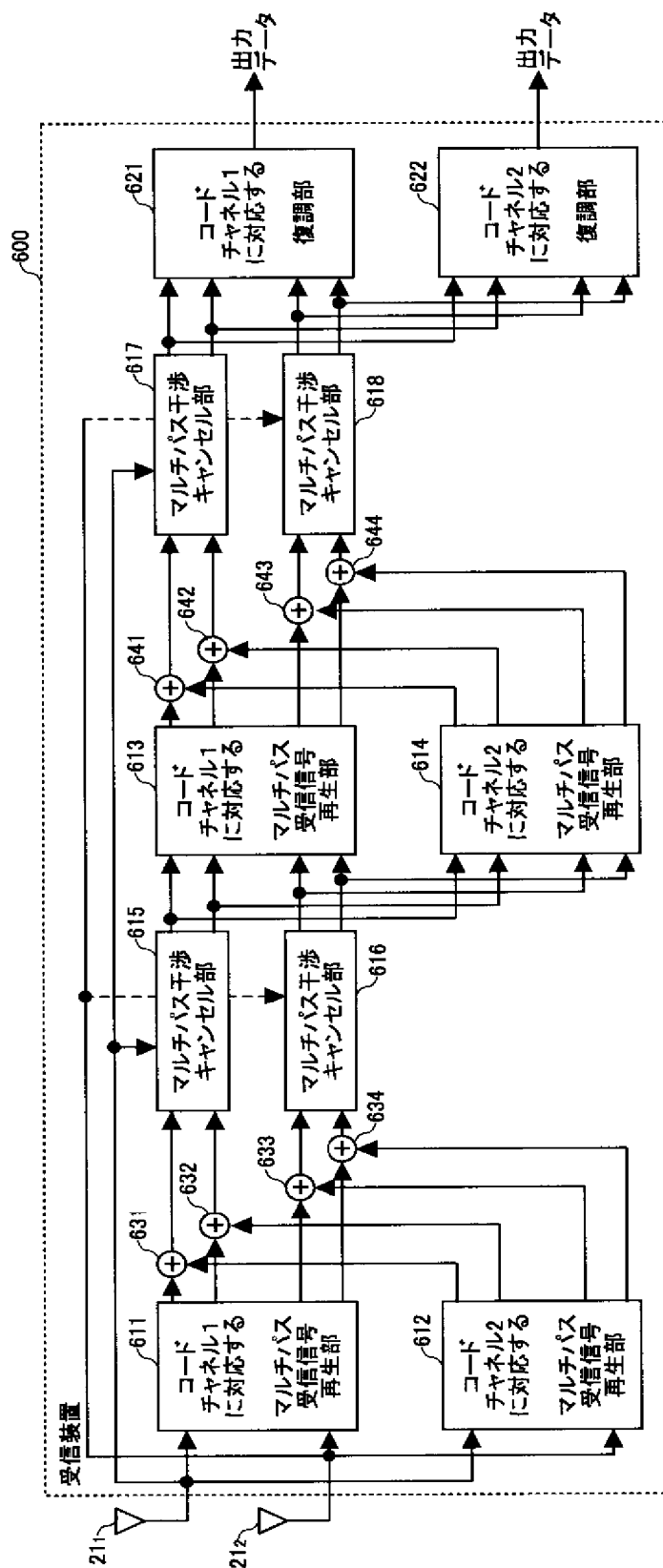
[図10]



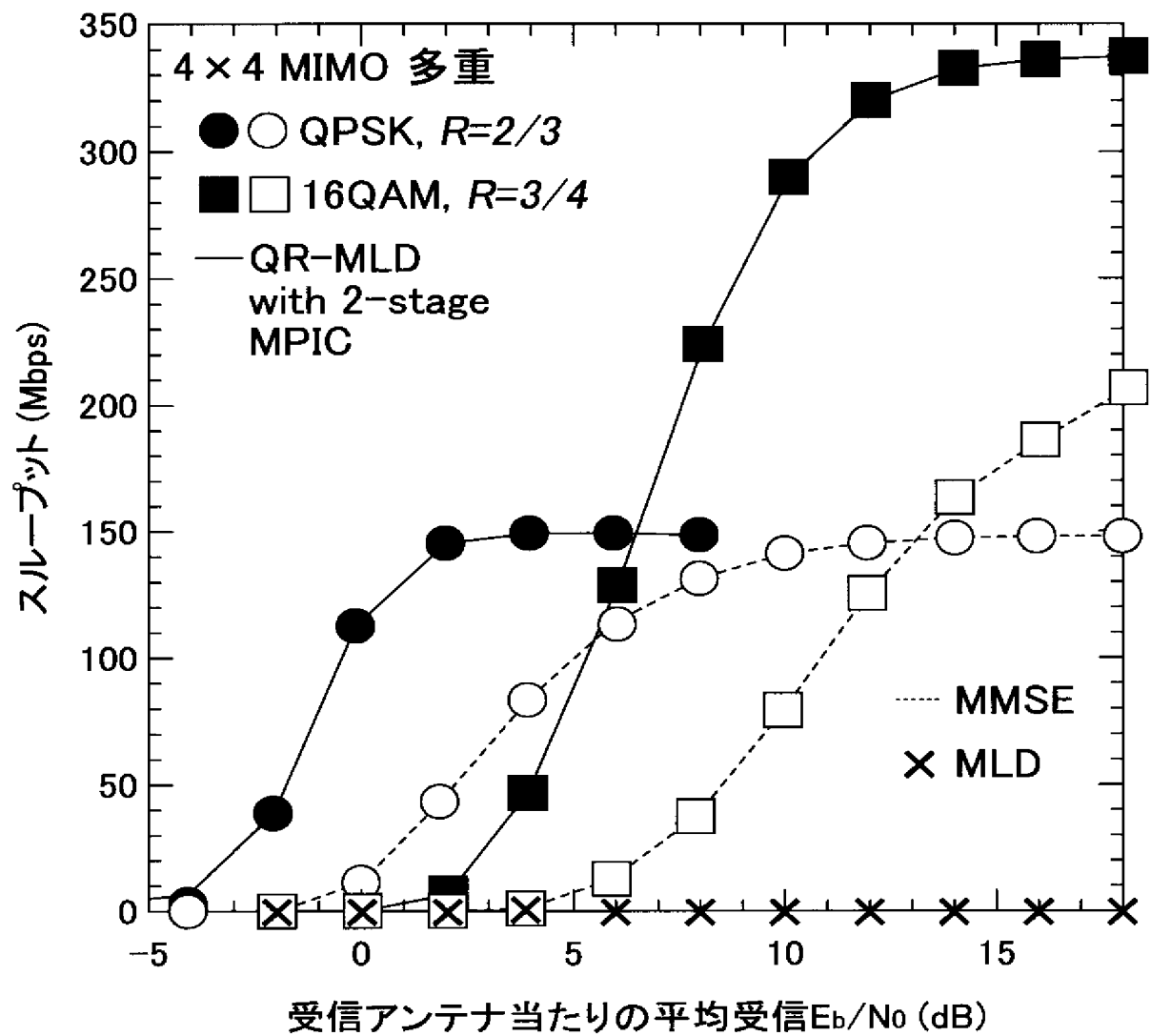
[図11]



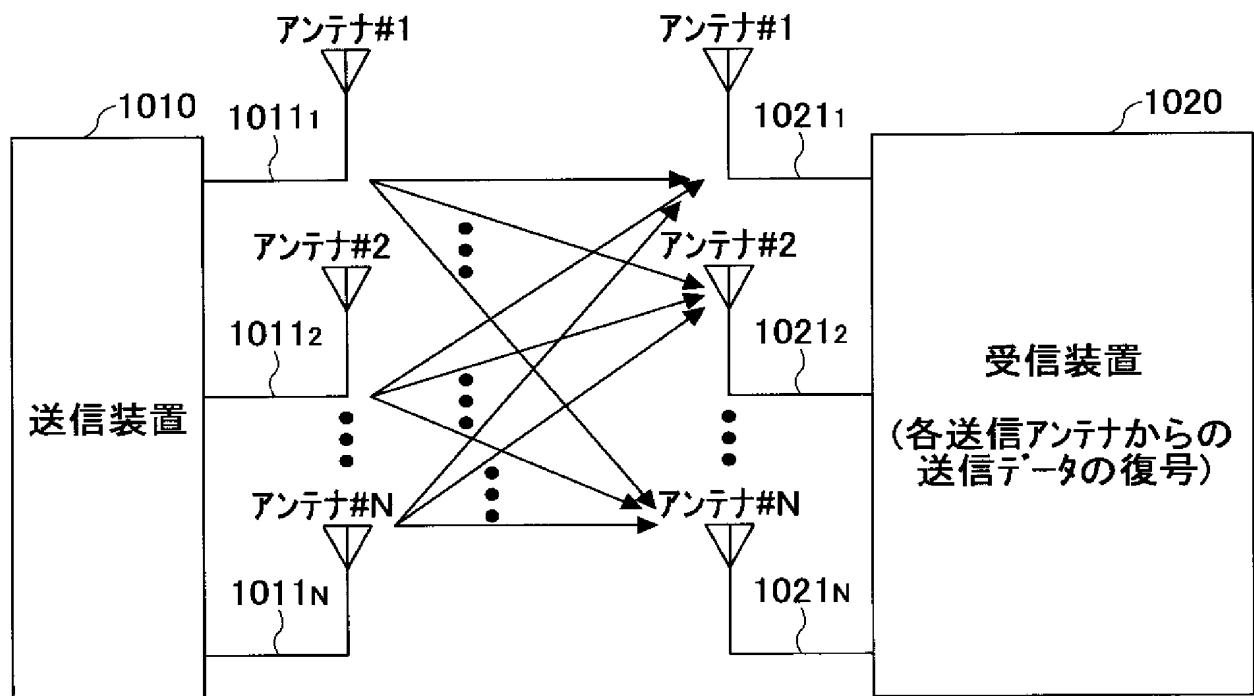
[図12]



[図13]

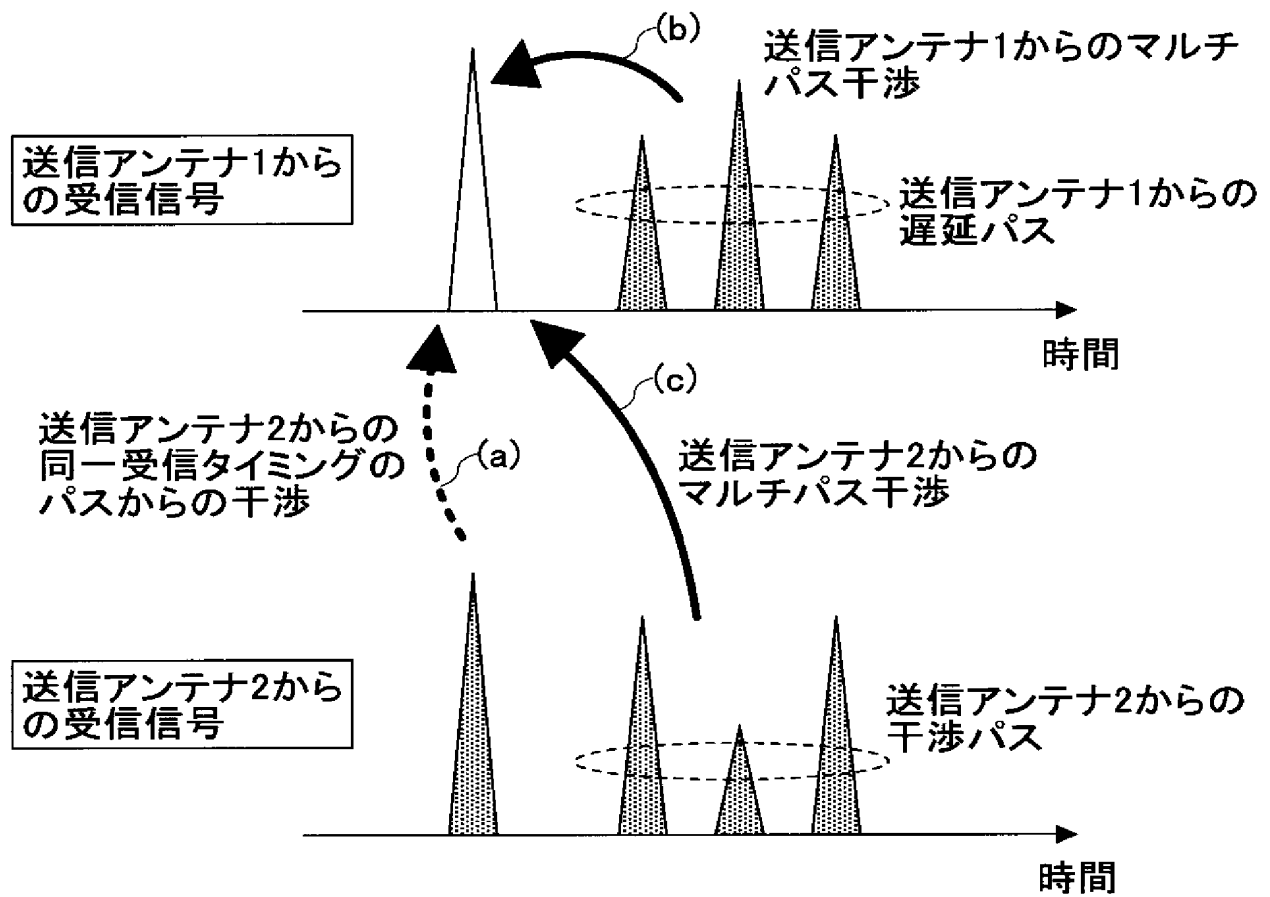


[図14]





[図15]



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/003774

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl.<sup>7</sup> H04J15/00, H04B1/10, 7/26, H04J13/04

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl.<sup>7</sup> H04J15/00, H04B1/10, 7/26, H04J13/04

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2005
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2005	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2005

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2003-152603 A (NTT Docomo Inc.), 23 May, 2003 (23.05.03), Par. Nos. [0024] to [0034], [0061], [0062]; Figs. 1, 2 & EP 1233565 A2 & US 2002/161560 A1 & CN 1373561 A	1-15
A	ABE T., TOMISATO, S. MATSUMOTO T., "Performance Evaluatino of Space-Time Turbo Equilizer in Frequency Selective MIMO Channels Using Field Measurement Data.", 12 December, 2001 (12.12.01), MIMO: Communications Systems from Concept to Implemetations(Ref.No.2001/175), IEEE Seminar on, pp.21/1-21/5	1-15

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

## \* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&amp;" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

19 May, 2005 (19.05.05)

Date of mailing of the international search report

07 June, 2005 (07.06.05)

Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/003774

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	Ken'ichi HIGUCHI, Akihiro FUJIWARA, Mamoru SAWAHASHI, "W-CDMA Kudari Link ni Okeru Multipath Kansho Cancellor o Mochiiru Cho Kosoku Packet Denso Tokusei", 06 October, 2000 (06.10.00), The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Gijutsu Kenkyu Hokoku, Vol.100, No.134, pages 45 to 52	1-15
A	Takumi ITO, Yoshikazu SHIKAKURA, Kiko MAEDA, Hiroyuki KAWAI, Ken'ichi HIGUCHI, Hiroyuki SEKI, "OFCDM MIMO Tajū ni Okeru Symbol Replica Koho Sakugengata QR Bunkai-MLD no Throughput oyobi Enzan Shoriryo no Hikaku Hyoka", The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Gijutsu Kenkyu Hokoku, 25 February, 2004 (25.02.04), Vol.103, No.80, pages 61 to 66	3-5,10-12
A	JP 2004-096603 A (NTT Docomo Inc.), 24 March, 2004 (24.03.04), Par. No. [0017]; Fig. 4 (Family: none)	5,12

## A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl.<sup>7</sup> H04J15/00, H04B1/10, 7/26, H04J13/04

## B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl.<sup>7</sup> H04J15/00, H04B1/10, 7/26, H04J13/04

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2005年
日本国実用新案登録公報	1996-2005年
日本国登録実用新案公報	1994-2005年

国際調査で使用了電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 2003-152603 A (株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ) 2003.05.23, 段落【0024】-【0034】、【0061】、【0062】、図1、 図2 & EP 1233565 A2 & US 2002/161560 A1 & CN 1373561 A	1-15
A	Abe T., Tomisato S., Matusumoto T., "Performance Evaluation of Space-Time Turbo Equalizer in Frequency Selective MIMO Channels Using Field Measurement Data.", 2001.12.12, MIMO: Communications Systems from Concept to Implementations (Ref.No.2001/175), IEEE Seminar on,	1-15

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの  
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの  
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)  
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの  
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの  
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの  
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

19.05.2005

国際調査報告の発送日

07.6.2005

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

高野 洋

電話番号 03-3581-1101 内線 3556

5K

3462

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
	pp. 21/1-21/5	
A	樋口健一，藤原昭博，佐和橋衛，“W-CDMA下りリンクにおけるマルチパス干渉キャンセラを用いる超高速パケット伝送特性”，2000. 10. 06，電子情報通信学会技術研究報告，Vol. 100, No. 134, pp. 45-52	1-15
A	伊藤匠，鹿倉義一，前田規行，川合裕之，樋口健一，關宏之，“OFCDM MIMO多重におけるシンボルレプリカ候補削減型QR分解-MLDのスループットおよび演算処理量の比較評価”，電子情報通信学会技術研究報告，2004. 02. 25, Vol. 103, No. 80, pp. 61-66	3-5, 10-12
A	JP 2004-096603 A (株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ) 2004. 03. 25, 第 0017 段落，第 4 図 (ファミリーなし)	5, 12